G. FODDIS

CORSO TEORICO PRATICO DI TELEFONIA

ACUSTICA - APPARECCHI D'ABBONATO - COMMUTAZIONE MANUALE - COMMUTAZIONE AUTOMATICA - IMPIANTI INTERNI - COSTRUZIONE DELLE RETI URBANE E DELLE LINEE AEREE - TEORIA DELLA TRASMISSIONE - CAVI INTERURBANI - AMPLIFICAZIONE - ALTE FREQUENZE

RISTAMPA DELLA 1ª EDIZIONE CON L'AGGIUNTA DI TRE APPENDICI SUI MAGGIORI PROBLEMI E SUI PROGRESSI NEL CAMPO DELLE TELECOMUNICAZIONI

788 FIGURE E SCHEMI - 48 TABELLE NUMERICHE
ESTRATTO DELLE PRINCIPALI PRESCRIZIONI DEL C.C.I.F.

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

G. FODDIS

CORSO TEORICO PRATICO DI TELEFONIA

ACUSTICA - APPARECCHI D'ABBONATO - COMMUTAZIONE MANUALE ED AUTOMATICA - IMPIANTI INTERNI - COSTRUZIONE DELLE RETI URBANE E DELLE LINEE AEREE - TEORIA DELLA TRASMISSIONE - CAVI INTERURBANI - AMPLIFICAZIONE - ALTE FREQUENZE

Ristampa della 1ª edizione con l'aggiunta di tre appendici sui maggiori problemi e sui progressi nel campo delle telecomunicazioni.

788 FIGURE E SCHEMI - 48 TABELLE NUMERICHE - ESTRATTO DELLE PRINCIPALI PRESCRIZIONI DEL C.C.I.F.

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

Ristampa anastatica 1959

PROPRIETÀ RISERVATA

RISTAMPA ANASTATICA O.F.S.A. - MILANO

PRINTED IN ITALY

A mia Madre

NOTA ALLA RISTAMPA 1952 DELLA I^a EDIZIONE

La presente ristampa avrebbe dovuto essere una seconda edizione, ampliata riveduta e corretta. Non ha potuto esserlo e chi se ne rammarica più di tutti è l'autore. Se, infatti, il libro si ristampa lo si deve alle amabili ma pressanti e reiterate insistenze dell'Egregio Editore e, quindi, del pubblico.

Conscio, come sono, del divario formatosi fra un libro stampato nel 1946, in pieno dopoguerra e dopo un lungo periodo di pressochè completo distacco dalla tecnica mondiale (il che significa che la materia è riferita alle fonti di almeno un decennio fa) e la telefonia dei nostri giorni, non mi sarei indotto a dare il mio consenso se, da più parti, non mi fosse stato assicurato che il libro, ancor oggi, può tornare utile, così com'è, a chi desidera accostarsi in modo piano e pratico alla nostra tecnica.

Ho creduto, però, perlomeno doveroso riportare in tre appendici panoramiche; gli argomenti che sono attualmente oggetto del maggiore interessamento dei tecnici preposti alle telecomunicazioni, mediante una messa a punto della materia trattata nei singoli capitoli, la quale permetta al lettore di conoscere in quale direzione si muove il progresso, e dove, fra le opere più accessibili a tutti, si possa trovare una trattazione o sviluppo delle singole questioni. Ho inoltre aggiunto alquanto materiale ai dati che sotto forma di tabelle corredano il libro, ricavandolo in gran parte dal « Prontuario telefonico » *che il Gruppo STET viene compilando. Del permesso di pubblicare tale materiale, certo assai gradito ai lettori, sono debitore alla cortesia dell'ing. G. Oglietti, Direttore Generale delle Società STIPEL, TELVE, TIMO.*

Con ciò avrò, in fondo, dato solo un'idea di come avrei voluto rifare il libro stesso se le circostanze tiranniche me lo avessero consentito.

L'occasione è acconcia per ringraziare ancora il numeroso stuolo di coloro che, dal 1946 ad oggi, hanno voluto testimoniarmi stima ed apprezzamento per questo lavoro e per il fine che esso si è sforzato di raggiungere.

Mi auguro di poter riscattare la presente ristampa con una futura seconda edizione effettiva; troverò il tempo necessario negli anni venturi, così gravidi di lavoro, di rinnovamento e di trasformazioni nella telefonia Italiana?

G. FODDIS
DIRETTORE GENERALE DELLA SOCIETÀ ESERCIZI TELEFONICI.

Napoli, Febbraio 1952.

NOTA PER I LETTORI
(Premessa alla 1ª edizione).

« Su qualunque soggetto si scriva, non si parlerà mai abbastanza per la moltitudine e si dirà sempre troppo per i competenti »
(VAUVENARGUES, *Riflessioni e Massime*).

Questo libro vede la luce, nei difficili tempi correnti, per merito della Società S.T.E.T. che, dopo averne reso possibile la stampa d'accordo con la Casa Editrice Hoepli, ne faciliterà la diffusione fra il personale delle Società Telefoniche Concessionarie di cui è Capogruppo.

Esso è destinato a fornire una guida per la preparazione dei tecnici che si occupano dell'esercizio telefonico, e ciò ne ha determinato l'indole e la portata.

Non è stato sempre facile trovare, per tutta la vasta materia che doveva esporsi, la giusta misura fra praticità e semplicità e quella relativa completezza che chi studia ha il diritto di esigere. I testi del genere (stranieri), premettono quasi sempre, p. es., richiami di matematica e di elettrotecnica; qui le nozioni relative sono state supposte acquisite nei corsi scolastici di provenienza, ed in particolare negli Istituti Tecnici Industriali. Perciò l'allievo dovrà aver cura di aggiornare i propri fondamenti di elettrotecnica generale — soprattutto per le correnti variabili e l'uso dei numeri complessi — quelli di radiotecnica, nonchè le principali nozioni sulle misure elettriche.

Si è cercato di presentare la materia in modo sistematico, nel senso che si è inteso di dare al lettore solo una prima base, costituita da concetti, ed una visione panoramica dei metodi escogitati dalla tecnica telefonica nel suo sviluppo rapido e vigoroso. Lo studio approfondito verrà per ciascuno in un secondo tempo, nella vita svolta a contatto con gli impianti.

Comunque, dovendosi appoggiare l'esposizione ad elementi descrittivi ed esemplificativi, è stata seguita di preferenza la tecnica in uso nelle Società Concessionarie del Gruppo, la quale del resto non presenta sostanziali differenze rispetto a quella seguita in altri impianti italiani e stranieri.

Verrà notata, fra le altre, una lacuna: manca uno speciale capitolo dedicato alle misure telefoniche, delle quali è stato fatto accenno qua e là, quando se ne presentava la necessità per una migliore comprensione degli argomenti. Ciò è risultato dalla convinzione che la conoscenza dettagliata della tecnica delle misure debba essere materia (e quanto vasta) per una specializzazione di secondo grado. Donde il proposito di affrontare l'argomento in un futuro lavoro. Così come in altro

lavoro, di carattere più monografico, sarebbe interessante affrontare argomenti forzatamente rimasti fuori, quali: la più progredita tecnica automatica (sistemi con ricerca a coordinate, sistemi con criteri di selezione a correnti foniche, ecc.); la semiautomatizzazione rurale; i problemi fondamentali della teleselezione e le differenti tecniche relative; la telefonia multipla mediante ponti radio; la telegrafia a correnti vettrici, cosiddetta telegrafia armonica, e, in genere, la soluzione moderna delle trasmissioni telegrafiche con mezzi telefonici; e così via.

Toccare, anche solo superficialmente, questi argomenti in un libro che vuol restare propedeutico, ci avrebbe portato fuori strada; tanto più che la maggior parte di essi è tutt'ora in piena evoluzione o, addirittura, nella fase iniziale presso i paesi telefonicamente più progrediti.

Il lettore attento potrà spiegarsi anche qualche residua disuniformità ponendo mente alla gestazione di questo libro. Un primo abbozzo di esso, poco più che un indice con figure, venne da me preparato nel 1938 ad uso degli allievi dell'Istituto Industriale di Torino, in mancanza di testo adatto. Successivamente la S.T.E.T. promosse presso lo stesso Istituto un corso di Telefonia per Periti Industriali, diviso in varie materie; ebbi modo di ripartire il compito fra alcuni colleghi del Gruppo ed ognuno assunse l'impegno di preparare le dispense delle proprie lezioni, con l'intendimento di raggruppare poi gli appunti in unico testo.

La guerra sopravvenne quando poche lezioni erano state tenute e, con grande rammarico, il corso venne interrotto per mancanza di allievi, quasi tutti chiamati alle armi. Delle dispense già pronte ed utilizzabili si aveva:

— una prima parte della *Commutazione*, dell'Ing. Guglielmo Ginocchio;
— la *Costruzione delle Linee e delle Reti*, dell'Ing. Giovanni Fusina;
— alcuni capitoli della *Tecnologia dei materiali tipici*, dell'Ing. Pio Topini;
— una prima parte delle *Trasmissioni*, dello scrivente.

Fu allora che mi accinsi a completare il lavoro e, manipolando liberamente anche il materiale approntato dagli altri, venni preparando testo e disegni, fra le difficoltà crescenti e le vicende movimentate degli anni successivi. La seconda parte del libro, dalle trasmissioni in poi, è stata quasi tutta preparata nei mesi passati a Roma (dall'ottobre 1943 al giugno 1944), durante l'esasperante attesa dell'arrivo degli Alleati.

Oltre alle citate dispense, mi sono grandemente giovato:

— degli appunti che l'Ing. Augusto Sartorio aveva redatto sugli *Impianti Interni* per un corso S.T.E.T. per ingegneri;

— delle note prese alcuni anni fa alle lezioni di *Telefonia descrittiva* che l'Ing. Alberto Fornò tiene presso la Scuola Superiore di Telegrafia e Telefonia in Roma (di queste lezioni è ora uscito un testo in due volumi, rapidamente diffusosi fra il personale);

— di un *Compendio elementare*, redatto a cura della direzione Tecnica T.E.L.V.E. (particolarmente degli ingegneri Gustavo Savini e Mario Gandais) per istruzione del personale.

Nel dare atto agli autori sopra citati della loro collaborazione al libro, debbo

vivamente ringraziarli per avermi permesso di integrare quelle parti che senza questo ausilio avrebbero avuto uno svolgimento non altrettanto soddisfacente.

Circa le fonti alle quali potrà farsi ricorso per uno studio più approfondito, è stato dato qualche riferimento in calce ai vari capitoli: va inteso che non si è, volutamente, data una estensione eccessiva a questi riferimenti, e si è preferito limitarsi a quelli di facile reperibilità e lettura, tenuto conto del pubblico cui il libro è destinato. Del resto, nelle stesse opere citate, si troveranno altri riferimenti più completi, che permetteranno, secondo il bisogno, di allargare l'orizzonte man mano che si procederà nella conoscenza della materia studiata.

Torna qui acconcio ricordare che il merito delle illustrazioni, aventi una parte non secondaria in un libro di questo genere, va attribuito alla paziente ed abile fatica del Sig. Leonardo Berta.

Per la fatica redazionale mi è stato collaboratore prezioso l'ing. Domenico Marvaldi (autore anche dell'indice analitico), coadiuvato dagli ingegneri Andrea Negro ed Ernesto Pozzi; ad essi estendo i miei sinceri ringraziamenti. Ed un grazie vivissimo porgo, infine, a quanti amici hanno, con la lettura preventiva delle varie parti e con suggerimenti e consigli, evitato che il libro uscisse alla luce con un eccessivo carico di difetti e di errori. Poichè, peraltro, non spero davvero che difetti ed errori siano stati eliminati, mi rivolgo ai colleghi e lettori tutti pregandoli di comunicarmi le loro osservazioni, con l'assicurazione che in una eventuale futura edizione ne terrò il conto più coscienzioso.

Licenzio, dunque, con fiducia questa fatica di anni agitati; è stata una amata evasione dalla realtà così spesso triste e quasi il simbolo della certezza nell'avvento di tempi migliori.

Nella fondata persuasione che si possa contribuire, attraverso l'elevazione culturale, al progresso morale e materiale dei tecnici che abbracciano la nostra carriera, formulo l'augurio che il libro possa diventare per essi un buon compagno di lavoro.

GIUSEPPE FODDIS

Milano, 1 agosto 1946.

INDICE SISTEMATICO

	Pag.
Nota alla ristampa 1952 della 1ª edizione	VII
Nota per i lettori (premessa alla 1ª edizione)	IX
Principali simboli usati negli schemi telefonici	XXVII
1. Tabella dei logaritmi naturali ($\log_e$) dei numeri da 0 a 1000	XXXV
2. Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo per alcuni valori da $\pi/4$ a 2π	XXXVIII
3. Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo (in radianti e in gradi)	XXXIX
4. Relazioni fondamentali relative alle funzioni iperboliche	XLI
5. Valori della funzione e^{θ}	XLII
6. Tabella di corrispondenza tra rapporti di potenza, rapporti di tensione e decibel	XLIV
7. Tabella di conversione dei neper in decibel	XLV
8. Tabella di conversione dei decibel in neper	XLV
9. Grafico di corrispondenza fra rapporti di tensione, corrente o potenza e decibel o neper	XLVI
10. Resistività elettrica	XLVII
11. Costanti primarie e secondarie di un circuito elettrico	XLVIII
12. Conduttori: tabelle di conversione	LIX
13. Spettro completo delle frequenze e lunghezze d'onda	L
14. Spettro delle frequenze vocali	LII
15. Conduttori aerei	LIII
16. Conduttori aerei rivestiti per attraversamenti	LIV
17. Pali per linee aeree	LV
18. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), spessori del piombo e del rivestimento	LVI
19. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), unità di cablaggio, fattore di cablaggio	LVII
20. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), cavi urbani a coppie	LVIII
21. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), formazione e fattore di cablaggio	LIX
22. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani formazione a corona	LX
23. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo urbani a coppie	LXI
24. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi armati urbani a coppie	LXII
25. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo urbani a bcp. stella	LXIII
26. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi armati urbani a bcp. stella	LXIV
27. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani a bcp. a gruppi (Ø 0,4 mm)	LXV
28. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani a bcp. a gruppi (Ø 0,4 mm)	LXVI
29. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani bcp. stella	LXVII
30. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani bcp. stella	LXVIII

Pag.

31. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo e armati a bcp. stella LXIX
32. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi interurbani a bcp. stella e D. M. LXX
33. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi interurbani a bcp. stella e D. M. LXXI
34. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi interurbani a bcp. stella LXXII
35. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi interurbani a bcp. D. M. LXXIII
36. Cavi Rotterdam (isolati in tessile impregnato), prescrizioni e caratteristiche . . LXXIV
37. Cavi tessili per impianti interni, prescrizioni e caratteristiche LXXV
38. Cavi flessibili per centrali, prescrizioni e caratteristiche LXXVI
39. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXVII
40. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXVIII
41. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXIX
42. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXX
43. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXXI
44. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXXII
45. Caratteristiche di trasmissione dei cavi Patterson urbani LXXXIII
46. Caratteristiche di trasmissione di circuiti in cavo non pupinizzati LXXXIV
47. Localizzazione di terra coi metodi di Varley e di Murray LXXXV
48. Tabella per l'applicazione della formula $\frac{1}{L}\ \% = \frac{200\ R}{1000 + R}$ (Murray diretto) LXXXVII

ESTRATTI DAL TOMO III E TOMO IV DEL C. C. I. F. - XV ASSEMBLEA PLENARIA Parigi, luglio 1949.

Dal tomo III - Trasmissione sulle linee e manutenzione LXXXIX
Telefonia ordinaria LXXXIX
Telefonia a correnti vettrici XCVII

Dal tomo IV - Definizioni e raccomandazioni di principio relative alla trasmissione . CVIII
Unità di trasmissione: neper, decineper, bel, decibel CVIII
Impedenze CIX
Esponenti di trasferta o di propagazione; attenuazioni o guadagni; sfasamenti; eco, punto fischiante; stabilità CIX
Distorsioni CXIV
Livello CXVI
Rumori CXVII
Diafonia CXVIII
Efficacia assoluta di un sistema emittente o ricevente CXIX
Efficacia relativa di un sistema emittente E' rispetto ad un altro sistema emittente E'' CXX
Volume CXX
Equivalenti di riferimento CXXI
Indicazione di diversi apparecchi di misure di trasmissione CXXIV

CAPITOLO I

CENNI DI ACUSTICA

I. La natura del suono:
1. Sorgenti sonore 1
2. Natura vibratoria del suono 1

Pag.

3. Esame della propagazione nell'aria 2
4. Velocità di propagazione 4
5. Caratteri distintivi dei suoni 5

II. Voce ed udito:

6. Il linguaggio 9
7. L'orecchio e la sensazione acustica 10

CAPITOLO II

ORGANI FONDAMENTALI DELL'APPARECCHIO TELEFONICO

I. Il microfono ed il ricevitore:

8. Il telefono 15
9. Struttura elementare del telefono 15
10. Il microfono 17
11. Tipi di ricevitori e di microfoni 19

II. Analisi del funzionamento e requisiti degli organi fondamentali:

12. Analisi del ricevitore. 24
13. Analisi del microfono 26
14. Distorsione nella trasmissione di un suono complesso 28
15. Determinazione della « qualità » dei microfoni e dei ricevitori 29
16. Efficacia 30
17. Misure telefoniche relative a campioni di riferimento 31
18. Esecuzione delle misure telefonometriche. 33
19. Misura dell'equivalente di trasmissione 33
20. Equivalente di trasmissione effettivo 34
21. Requisiti pratici e difetti dei microfoni e dei ricevitori 35

CAPITOLO III

ORGANI SUSSIDIARI DELL'APPARECCHIO TELEFONICO

I. Schema elementare dell'apparecchio:

22. Schema primitivo 37
23. Schema con bobina 38
24. Invio e ricevimento della chiamata 38

II. Descrizione degli organi sussidiari:

25. Bobina di induzione 39
26. Organi di chiamata 40
27. Gancio commutatore e microtelefono 43
28. Batteria di alimentazione 45

CAPITOLO IV

APPARECCHI TELEFONICI NORMALI

I. Generalità sugli apparecchi:

29. Classificazione degli apparecchi 47

II. Apparecchi a batteria locale:

30. Schemi di principio 48
31. Esempi di apparecchi a B. L. 50
32. Schema « antilocale » 55

Pag.

III. Apparecchi a batteria centrale:

33. Generalità sulle reti a batteria centrale 56
34. Schema di principio dell'apparecchio a B. C. 56
35. Esempi di apparecchi a B. C. 58

IV. Apparecchi automatici:

36. Il disco combinatore 59
37. Schemi di apparecchi B. C. A. 64

CAPITOLO V

COMMUTAZIONE TELEFONICA MANUALE

I. Generalità sul servizio telefonico:

38. Servizio urbano manuale ed automatico 71
39. Servizio interurbano 72
40. Classificazione delle linee e delle centrali interurbane 73
41. Differenti sistemi di tariffazione. 75

II. Elementi di commutazione manuale:

42. La centrale manuale 75
43. Operazioni ed organi elementari 76

III. Sistemi a batteria locale:

44. Centralino a B. L. (tavola Standard) 87
45. Centrali manuali a più posti di lavoro 90
46. Centrale a B. L. a lampadine 94

IV. Sistemi a batteria centrale:

47. Caratteristiche dei sistemi a B. C. 99
48. Ponti di alimentazione a B. C. 100
49. Piccole centrali a B. C. 102
50. Circuito di linea a B. C. multiplo 104
51. Centrale a B. C. Western. 104
52. Altri esempi di centrali a B. C. 105
53. Centrale celere a B. C. 107
54. Tavoli multipli a B. C. 109

V. Centrali interurbane:

55. Organizzazione del servizio di centrale. 111
56. Commutatori interurbani 114
57. Esempi di schemi di centrali interurbane 118

VI. Impianti accessori di centrale:

58. Tavoli di sorveglianza 120
59. Tavolo esperimenti e prove. 121
60. Ripartitore 123
61. Stazione di energia 124

CAPITOLO VI

COMMUTAZIONE AUTOMATICA

I. Generalità sulla commutazione automatica:

62. Cenni storici 129
63. Principio fondamentale 130
64. Tipi di selettori e sistemi di commutazione 134

Pag.

II. Elementi costruttivi del sistema Siemens-Strowger:

65. Caratteristiche del sistema 135
66. Tipi di relè 135
67. Particolari costruttivi dei relè 136
68. Caratteristiche di funzionamento dei relè 138
69. Relè ritardati 141
70. Selettori a semplice rotazione 144
71. Selettori a due movimenti 148

III. Raggruppamento e funzionamento degli organi nella centrale Siemens:

72. Esempio di piccola centrale automatica a 10 linee 150
73. Principio della preselezione 154
74. Centrali con più di 100 numeri 156
75. La 2ª preselezione 162
76. Osservazioni riassuntive sul sistema Siemens-Strowger 166
77. Funzioni fondamentali di un sistema automatico 167

IV. Schema della Centrale Siemens:

78. Il sistema Siemens tipo A 174
79. Primo preselettore 175
80. Secondo preselettore 177
81. Primo selettore di gruppo 179
82. Secondo, terzo e quarto selettore di gruppo 181
83. Selettore di linea 184
84. Disinnesto altri selettori 188
85. Sistema Siemens F e sistema Strowger-Autelco 188

CAPITOLO VII

COMMUTAZIONE AUTOMATICA (seguito)

I. Sistemi a comando indiretto:

86. Caratteristiche dei sistemi a comando indiretto 191
87. Grado di selezione nei sistemi Ericsson e Standard 192

II. Sistema Ericsson - Elementi costruttivi:

88. Il campo multiplo 196
89. Il selettore 197
90. Organi di comando dei selettori 200
91. Registro 201
92. Intelaiature della centrale 203

III. Schema della centrale Ericsson:

93. Ricerca dell'abbonato chiamante e di un registro libero 204
94. Registrazione del numero domandato e comando del movimento dei selettori . 205

IV. Sistema Standard - Elementi costruttivi:

95. Caratteristiche del sistema 7 A 208
96. Cercatori 210
97. Selettori 211
98. Organi di comando dei selettori 215
99. Registro 217
100. Intelaiature della centrale 219

Pag.

V. Schema della centrale Standard 7 A:

101. Ricerca ed occupazione di una linea chiamante da parte di un cercatore primario 219
102. Cercatore secondario e circuito di cordone automatico 221
103. Connessione della linea chiamante ad un registro 221
104. Comando dei selettori 224
105. Conversazione 226
106. Registro 228
107. Cenni sul sistema 7 D 231

CAPITOLO VIII

COMMUTAZIONE AUTOMATICA (seguito)

I. Decentramento delle centrali nelle reti urbane:

108. Reti monocentriche e reti policentriche 233
109. Confronto fra i due tipi di rete 233
110. Configurazione delle grandi reti 235

II. Teoria del traffico telefonico:

111. Definizione e misura del traffico 238
112. Rendimento dei fasci perfetti e perdita 243
113. Sistemi di multiplazione dei fasci imperfetti e relativi rendimenti 248
114. Calcolo degli organi in una centrale Siemens 256
115. Calcolo degli organi in una centrale Ericsson 259

CAPITOLO IX

IMPIANTI INTERNI

I. Gli impianti interni:

116. Generalità 263

II. Impianti interni normali non comunicanti:

117. Suoneria supplementare 263
118. Derivazione a spina 264
119. Commutatore semplice a chiave 266
120. Commutatore semplice a relè 266
121. Commutatore a relè con dispositivo di chiamata 267
122. Cassetta duplex 269

III. Impianti interni normali intercomunicanti:

123. Autocommutatore 271
124. Impianto intercomunicante Fatme 1 + 1 271
125. Impianto intercomunicante Stet 1 + 1 272

IV. Impianti interni speciali:

126. Impianti intercomunicanti 275
127. Impianti a centralino 279

CAPITOLO X

RETI E LINEE

I. Costituzione delle reti e delle linee urbane:

128. Generalità 295
129. Elementi di una rete urbana 300

Pag.
130. Permutatore 302
131. Cavi principali 305
132. Cavi secondari 305
133. Caratteristiche dei cavi urbani 305
134. Armadi 309
135. Distributori e cassette di distribuzione 315
136. Linee di abbonato 319

II. Posa dei cavi sotterranei:

137. Cavi posati in cunicoli 321
138. Cavi in tubazione 322
139. Camerette sotterranee 325
140. Cavi interrati (in trincea) 330

III. Posa dei cavi aerei:

141. Cavi posati su fune 337
142. Cavi graffettati 342
143. Cavi appoggiati a cornicioni 343
144. Sistemi di posa misti 343
145. Colonne montanti 343

IV. Giunzione dei cavi:

146. Tipi di giunti 347
147. Esecuzione dei giunti diretti 347
148. Giunti con derivazioni 352
149. Ricerca e numerazione delle coppie 353
150. Avvertenze per la giunzione dei cavi 353

V. Manutenzione delle reti urbane:

151. Misure di manutenzione (quadro prova) 354
152. Cause di deterioramento delle reti. Corrosioni elettrolitiche 354
153. Misure di elettrolisi 356
154. Provvedimenti per evitare la corrosione elettrolitica 357

CAPITOLO XI

RETI E LINEE (seguito)

I. Costituzione delle linee aeree:

155. Conduttori per linee aeree 361
156. Isolatori 367
157. Sostegni 373
158. Armamenti 397
159. Schemi di armamento 416

II. Terminazioni e protezioni:

160. Imbocchi 427
161. Protezioni 428
162. Fusibili 428
163. Scaricatori ad intervallo d'aria 429
164. Scaricatori a bassa pressione 431
165. Bobine termiche 433
166. Protettori combinati 434
167. Prese di terra 441

III. Circuiti virtuali, diafonia, fenomeni induttivi:

Pag.
168. Circuiti virtuali 450
169. Induzione fra circuiti o « diafonia » 456
170. Misura della diafonia 463
171. Induzione fra linee telefoniche e linee di energia (interferenza) 465
172. Riduzione dei fenomeni di diafonia e di interferenza nelle linee aeree ordinarie 469
173. Metodi di riduzione della diafonia nelle linee aeree portanti sistemi in alto frequenza 486

IV. Studio meccanico delle linee aeree:

174. Calcolo della stabilità dei conduttori 497
175. Campata con appoggi a livello. 498
176. Campata con appoggi in dislivello 502
177. Dati numerici e discussione delle formule 502
178. Calcolo dei sovraccarichi sui conduttori 505
179. Tabelle di tesatura 506
180. Verifica sperimentale delle tensioni e delle frecce 508
181. Spinta del vento sul sostegno 510
182. Sollecitazioni trasmesse dai conduttori al sostegno 510
183. Verifica della stabilità dei sostegni 510
184. Verifica della stabilità delle fondazioni 514
185. Verifica della stabilità dei tiranti e dei contropali 516
186. Verifica della stabilità delle mensole 518

V. Costruzione di linee aeree e manutenzione:

187. Impostazione del progetto 518
188. Sopraluogo di massima 518
189. Tracciato esecutivo 519
190. Preventivo. Organizzazione dei lavori. 519
191. Picchettazione della linea 520
192. Richiesta dei permessi 521
193. Esecuzione dei lavori 521
194. Infissione dei pali 523
195. Mensole e paline 531
196. Tiranti e contropali. 531
197. Armamenti 540
198. Tesatura e fissaggio dei conduttori 541
199. Giunzione dei conduttori 544
200. Lavori accessori 549
201. Prove e misure; attivazione 549
202. Collaudo 551
203. Manutenzione ordinaria delle linee 551
204. Riparazione dei guasti 551
205. Manutenzione preventiva 552
206. Manutenzione straordinaria 552

CAPITOLO XII

ELEMENTI DI TEORIA DELLA TRASMISSIONE

I. Generalità:

207. Oggetto dello studio 553
208. Campo delle frequenze interessanti la trasmissione 554
209. Cenni sulla costituzione delle linee interurbane 557

II. Elementi sui quadripoli:

Pag.
210. Definizione del quadripolo passivo e dei parametri caratteristici 559
211. Alcune proprietà generali dei quadripoli 560
212. Quadripoli simmetrici; equivalenza fra quadripoli tipici e caratteristiche relative 564
213. Definizione delle diverse costanti di trasduzione 566
214. Catene di quadripoli 573

III. Studio delle linee omogenee:

215. Rappresentazione di una linea omogenea bifilare 579
216. Costanti primarie 581
217. Leggi della propagazione 587
218. Proprietà della costante di propagazione 591
219. Costanti di attenuazione e di fase, lunghezza d'onda e velocità di propagazione 592
220. Impedenza caratteristica 596
221. Distorsione di ampiezza 598
222. Distorsione di fase 599
223. Distorsione di non linearità 600
224. Deduzione delle equazioni generali della propagazione 601

IV. Applicazione alle linee fisiche:

225. Linea non distorcente 606
226. Linea aerea bene isolata 607
227. Linea in cavo 610

CAPITOLO XIII

TECNICA DEI CAVI INTERURBANI

I. Cavi con carica induttiva:

228. Considerazioni sull'equivalente di trasmissione 613
229. Principio della carica artificiale dei circuiti 615
230. La krarupizzazione 615
231. La pupinizzazione 618
232. Teoria dei circuiti pupinizzati 621
233. Cenni pratici sulla pupinizzazione 628

II. Fabbricazione, posa e giunzione dei cavi interurbani:

234. L'impianto di un cavo interurbano. 633
235. Fabbricazione dei cavi 635
236. Posa dei cavi interurbani 640
237. Bilanciamento e giunzione dei cavi interurbani 640
238. Caratteristiche elettriche di una sezione di amplificazione di cavo interurbano 653

III. Cavi con circuiti portanti alte frequenze:

239. Cavi a bicoppie 654
240. Cavi speciali per alte frequenze 657
241. Cenni sulla teoria del cavo coassiale 657

CAPITOLO XIV

AMPLIFICAZIONE

I. Elementi costitutivi dell'amplificatore telefonico:

Pag.
242. Generalità 663
243. Il traslatore perfetto di adattamento 665
244. Il traslatore reale 669
245. Il traslatore di entrata 672
246. Proprietà dei tubi elettronici 680
247. Funzionamento del triodo amplificatore in classe A 687
248. Guadagno 691
249. Regolazione del guadagno 694
250. Adattamento dell'amplificatore alla caratteristica attenuazione-frequenza della linea 697

II. Amplificatori per linee telefoniche:

251. L'amplificatore a due fili 702
252. Proprietà del traslatore differenziale 703
253. Montaggio dell'amplificatore a due fili 705
254. Altre possibilità di realizzazione del traslatore differenziale 706
255. Attenuazione di inserzione del traslatore differenziale 707
256. Linee artificiali 708
257. Attenuazione di equilibramento 714
258. Teoria dell'amplificatore a due fili 716
259. Condizioni di trasmissione nei circuiti a due fili 719
260. Amplificatore a quattro fili 722
261. Livelli di trasmissione nei circuiti amplificati 724
262. Irregolarità di impedenza e fenomeni d'eco 727
263. Correzione della distorsione di fase 731

III. Stazioni amplificatrici:

264. Parti che compongono una stazione amplificatrice 732
265. Equipaggiamento della sala amplificatori 733
266. Cassette terminali 737
267. Pannelli amplificatori 738
268. Trasmissione della chiamata 743
269. Amplificatori sui cordoni 747
270. Tavolo prova 751
271. Oscillatore ed apparecchio per le misure di trasmissione 754
272. Prescrizioni per gli amplificatori 755

CAPITOLO XV

ALTE FREQUENZE

I. Elementi costitutivi dei sistemi telefonici in alta frequenza. Filtri elettrici:

273. Generalità sui sistemi in alta frequenza 759
274. Generalità sui filtri elettrici 760
275. Teoria dei filtri elettrici 762
276. Filtri « a catena » o filtri iterativi; filtri a scala 773
277. Relazioni fra le impedenze nella zona trasparente per le cellule a T e a π . 775

Pag.

278. Calcolo dei filtri a scala tipici o filtri a « K costante » 777
A) Cellula di filtro P. B. 778
B) Cellula di filtro P. A. 781
C) Cellula di filtro P. BD. 784
D) Cellula di filtro E. BD. 787

279. Filtri a scala composti e cellule terminali m-derivate 789
280. Verifica delle proprietà filtranti di una cellula di filtro a scala 792
281. Calcolo di un filtro a scala composto 799

II. Modulazione e demodulazione:

282. Principio della modulazione 806
283. Diversi tipi di modulatori 813
284. Demodulazione 815

III. Sistemi per telefonia in alta frequenza:

285. Classificazione dei sistemi per linee aeree 817
286. Caratteristiche di trasmissione 818
287. Descrizione dei circuiti schematici di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz 823
288. Descrizione dei circuiti schematici di un sistema a canali singoli per la banda fino a 30 kHz 834
289. Descrizione dei circuiti schematici di un sistema a canali singoli per la banda 50÷150 kHz 838
290. Cenni sulle apparecchiature per sistemi in alta frequenza su cavi 844

APPENDICI

I. Note di aggiornamento alle parti principali del libro 853

Apparecchi telefonici 853
Generalità sul servizio telefonico 854
Commutazione 855
Costituzione delle reti urbane 857
Trasmissione telefonica 860
Apparecchiature di trasmissione 861
Ponti radio per collegamenti telefonici 862

II. I criteri moderni per la progettazione delle reti, con riguardo alla trasmissione . . . 865

III. Problemi pratici di costruzione e di esercizio della rete telefonica italiana 869

I. Configurazione generale della rete interurbana 869
II. Questioni da risolvere per attuare la teleselezione nazionale 878
A) Costruzione delle linee 878
B) Costruzione dei commutatori interurbani 889
C) Conteggio ed addebito delle comunicazioni 903

Indice analitico 911

INDICE DELLE TABELLE E DEI GRAFICI

	Pag.
Principali simboli usati negli schemi telefonici	XXVII
1. Tabella dei logaritmi naturali ($\log_e$) dei numeri da 0 a 1000	XXXV
2. Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo per alcuni valori da $\pi/4$ a 2π	XXXVIII
3. Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo (in radianti e in gradi)	XXXIX
4. Relazioni fondamentali relative alle funzioni iperboliche	XLI
5. Valori della funzione e^{θ}	XLII
6. Tabella di corrispondenza tra rapporti di potenza, rapporti di tensione e decibel	XLIV
7. Tabella di conversione dei neper in decibel	XLV
8. Tabella di conversione dei decibel in neper	XLV
9. Grafico di corrispondenza fra rapporti di tensione, corrente o potenza e decibel o neper	XLVI
10. Resistività elettrica	XLVII
11. Costanti primarie e secondarie di un circuito elettrico	XLVIII
12. Conduttori; tabelle di conversione	LIX
13. Spettro completo delle frequenze e lunghezze d'onda	L
14. Spettro delle frequenze vocali	LII
15. Conduttori aerei	LIII
16. Conduttori aerei rivestiti per attraversamenti	LIV
17. Pali per linee aeree	LV
18. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), spessori del piombo e del rivestimento	LVI
19. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), unità di cablaggio, fattore di cablaggio	LVII
20. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), cavi urbani a coppie	LVIII
21. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), formazione e fattore di cablaggio	LIX
22. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani formazione a corona	LX
23. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo urbani a coppie	LXI
24. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi armati urbani a coppie	LXII
25. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo urbani a bcp. stella	LXIII
26. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi armati urbani a bcp. stella	LXIV
27. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani a bcp. a gruppi Ø 0,4 mm)	LXV
28. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani a bcp. a gruppi (Ø 0,4 mm)	LXVI
29. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani bcp. stella	LXVII
30. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani bcp. stella	LXVIII
31. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo e armati a bcp. stella	LXIX

Pag.

32. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi interurbani a bcp. stella e D. M. LXX
33. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi interurbani a bcp. stella e D. M. LXXI
34. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi interurbani a bcp. stella LXXII
35. Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi interurbani a bcp. D. M. LXXIII
36. Cavi Rotterdam (isolati in tessile impregnato), prescrizioni e caratteristiche . . LXXIV
37. Cavi tessili per impianti interni, prescrizioni e caratteristiche LXXV
38. Cavi flessibili per centrali, prescrizioni e caratteristiche LXXVI
39. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXVII
40. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXVIII
41. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXIX
42. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXX
43. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXXI
44. Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati LXXXII
45. Caratteristiche di trasmissione dei cavi Patterson urbani LXXXIII
46. Caratteristiche di trasmissione di circuiti in cavo non pupinizzati LXXXIV
47. Localizzazione di terra coi metodi di Varley e di Murray LXXXV
48. Tabella per l'applicazione della formula $\frac{1}{L}\% = \frac{200\ R}{1000 + R}$ (Murray diretto) LXXXVII

Caratteristiche elettriche di alcuni tipi di apparecchi telefonici a P. L. 68
Caratteristiche elettriche di alcuni tipi di apparecchi telefonici a B. C. A. 69
Tabella dei contatti dei relè 143
Caratteristiche dei cavi Patterson urbani con conduttori 5/10 mm ed isolamento ad una carta 306
Caratteristiche dei cavi Patterson urbani con conduttori 6/10 mm ed isolamento ad una carta 307
Caratteristiche dei cavi Patterson urbani con conduttori 7/10 mm ed isolamento ad una carta 308
Caratteristiche dei fili di lega di alluminio (Aldrey, Telalco e simili) 366
Caratteristiche dei fili di bronzo tipo 60 362
Caratteristiche dei fili di acciaio zincato tipo 130 364
Caratteristiche delle cordine di sezione normale con 3 fili di lega di alluminio 365
Caratteristiche dei circuiti in cavo a bicoppie D. M. con pupinizzazione a passo H . . 629
Dimensioni normali degli angolari a muro a due fori 388
Dimensioni normali degli angolari a muro a quattro fori 389
Dimensioni normali degli angolari a muro a sette fori 390
Dimensioni normali degli angolari a muro a tre bicoppie 391
Dimensioni normali degli isolatori a doppia gola 372
Dimensioni normali degli isolatori d'imbocco. 371
Dimensioni normali degli isolatori tipo 1 369
Dimensioni normali degli isolatori tipo 1 con foro 369
Dimensioni normali degli isolatori tipo 2 369
Dimensioni normali degli isolatori tipo 2 con foro 369
Dimensioni normali degli isolatori tipo 2 ½ 370
Dimentioni normali degli isolatori tipo 2 ½ con foro 370
Dimensioni normali degli isolatori tipo 3 370
Dimensioni normali degli occhi a muro 339
Dimensioni normali dei blocchi per fondazioni in calcestruzzo dei pali in legno . . . 529
Dimensioni normali dei bulloni 400
Dimensioni normali dei cappelletti per paline 385
Dimensioni normali dei chiodi a piastrina 343
Dimensioni normali dei chiodi per graffette 342
Dimensioni normali dei collari a muro per paline 384

Pag.
Dimensioni normali dei collari a staffa chiusa per colonne montanti 344
Dimensioni normali dei collari per traverse da paline 403
Dimensioni normali dei ferri reggifune a muro 339
Dimensioni normali dei ferri U.D.S. a due fori 413
Dimensioni normali dei ferri U.D.S. a quattro fori 413
Dimensioni normali dei ganci a pipa 408
Dimensioni normali dei ganci da palo. 405
Dimensioni normali dei ganci doppi da palina e contropalina 386
Dimensioni normali dei ganci reggicavo 338
Dimensioni normali dei ganci reggifune a muro 339
Dimensioni normali dei ganci semplici da palina e contropalina 386
Dimensioni normali dei giunti « Union » 545
Dimensioni normali dei pali e dati riguardanti la loro posa 378
Dimensioni normali dei perni per isolatori (armamento in ferro) 406
Dimensioni normali dei perni per isolatori (armamento in legno) 407
Dimensioni normali dei reggipali « Manini » 527
Dimensioni normali dei supporti per tiranti da palo, tipo aperto 536
Dimensioni normali dei supporti per tiranti da palo, tipo chiuso 537
Dimensioni normali dei tenditori 341
Dimensioni normali dei tubetti di carta per giunti 352
Dimensioni normali dei tubetti di zinco e dei pesetti di piombo per sordine 548
Dimensioni normali dei tubi di terra 446
Dimensioni normali dei tubi per paline 383
Dimensioni normali delle aste di terra 446
Dimensioni normali delle graffette per cavo 342
Dimensioni normali delle piastre a T per armamento in legno 402
Dimensioni normali delle putrelle per fondazioni in calcestruzzo dei pali in legno . . 529
Dimensioni normali delle tegole di zinco per paline 387
Dimensioni normali delle traverse allungate per armamento in legno. 402
Dimensioni normali delle traverse allungate per pali a coppia 404
Dimensioni normali delle traverse doppie da palo 397
Dimensioni normali delle traverse doppie da palo allungate 399
Dimensioni normali delle traverse doppie da palo per armamento a bandiera 400
Dimensioni normali delle traverse per pali a coppia 404
Dimensioni normali delle traverse semplici da palo 396
Dimensioni normali delle traverse semplici da palo allungate 398
Dimensioni normali delle traverse semplici per armamento in legno 401
Formule per il calcolo delle costanti secondarie di una linea 611
Grafico di tutte le possibili combinazioni di posizione reciproca dei conduttori appartenenti a bicoppie contigue e valore dei corrispondenti coefficienti geometrici di accoppiamento 474-478
Grafico delle rotazioni tipo Brunelli. 481
Grafico degli incroci tipo STET 484
Grafico degli incroci per circuiti in piano 493
Grafico della profondità di infissione dei pali a seconda dell'altezza 526
Grafico delle combinazioni possibili dei segni relativi alle letture di sbilancio di capacità: R_A/R_B; V/R_A; V/R_B 646
Grafico degli otto tipi possibili di incrocio dei conduttori, nella giunzione di una bicoppia 647-648
Grafico del cambiamento nella combinazione di segni degli sbilanci di capacità, conseguente all'adozione di uno qualunque degli otto tipi possibili di giunzione di una bicoppia 649
Modulo per la selezione delle bicoppie nella giunzione 646
Tabella di tesatura per fili di bronzo. 506-507

Principali simboli

N. B. - Le voci segnate con asterisco sono quelle ratificate dall'A. E. I., e mantenute anche nel Progetto di Norme per i segni grafici delle Telecomunicazioni — Luglio 1951 — dal Comitato Elettrotecnico Italiano, al quale si rimanda.

1) * — Corrente continua.

2) * ~ Corrente alternata - frequenza industriale.

* ≈ Corrente alternata - frequenza acustica.

* ≋ Corrente alternata - frequenza superacustica.

3) * ——— Conduttori (circuito delle correnti foniche od altri importanti).

* ——— Conduttori (circuito di segnali, allarmi, relè, ecc., o meno importante ai fini dello schema).

4) * Incrocio, connessione e derivazione di circuiti.

5) * Presa di terra, massa (generalmente, polo positivo di batteria).

→ — (24)
—• — (60) Polo negativo di batteria (fra parentesi la tensione nominale).

6) * Materiale isolante.

7) * Condensatore fisso.

* Condensatore a capacità regolabile.

Condensatore differenziale.

* Condensatore elettrolitico.

8) * Resistenza (simbolo generale).

* Resistenza non induttiva.

9) * Induttanza, avvolgimento induttivo.

Induttanza.

* Induttanza con nucleo di ferro.

Induttanza con nucleo di ferro.

10) * Contatto di relè.

Molle e schema contatto di lavoro (*l*).

Molle e schema contatto di riposo (*r*).

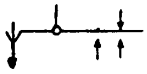
Molle e schema contatto di scambio (*s*).

Molle e schema contatto gemello di lavoro (*gl*).

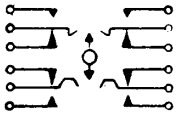
Molle e schema contatto doppio trascinato di lavoro (*tll*).

Per i contatti misti che impiegano quattro o cinque molle per realizzare le combinazioni fra i contatti sopraindicati (*ll* = doppio lavoro; *rr*; *lr*; *ls*; *sr*; *gr*; *tlr*; *trl*; *grl*; *rgl*; ecc.) vedi tabella a pag. 143.

NB. – I contatti negli schemi si denominano con la stessa lettera, minuscola, con la maiuscola della quale si denomina il relè.

11)  Contatto di gancio.

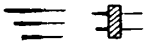
Contatto di forcella.

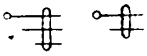
12) *  Chiave a tre posizioni (molle)

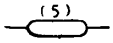
(alto: posizione instabile; basso: posizione stabile).

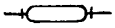
(Negli schemi di principio i contatti delle chiavi si indicano con simboli uguali a quelli dei contatti dei relè).

13) * Presa (jack).

14) *  Spine.

 Spine.

15) *  Fusibile (valvola). Il numero indica gli Ampere.

*  Bobina termica.

* Scaricatore metallico a denti.

Scaricatore a carbone.

* Scaricatore nel vuoto.

16) * Trasformatore, traslatore, bobina.

* Trasformatore, traslatore, bobina.

* Trasformatore, traslatore a 3 avvolgimenti.

17) * Generatore magneto-elettrico con avvolgimento in derivazione.

* Generatore magneto-elettrico con avvolgimento in serie.

Generatore di corrente alternata o macchina segnali.

18) * Batteria di pile od accumulatori.

19) * Strumento indicatore (V, voltmetro; A, amperometro).

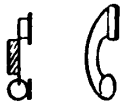
20) * Microfono (generalmente a carbone).

Microfono (poco usato).

21) * Ricevitore (auricolare).

Ricevitore (altri simboli d'uso corrente).

Ricevitore cilindrico.

21) *  Microtelefono (il primo simbolo è quello ufficiale ma è poco usato).

22) * Relè (poco usato).

Relè (avvolgimento).

Relè (in disuso).

NB. – Il relè si indica negli schemi con una lettera maiuscola e, quando la stessa lettera distingue più di un relè, con un indice numerico in basso: C_2. Può essere talvolta indicato anche con due maiuscole: per es. *KV*.

* Relè ritardato (poco usato).

Relè ritardato avvolgimento.

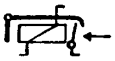
23) * Suoneria per c.c. e c.a. (polarizzata).

Suoneria.

Suoneria.

Suoneria polarizzata.

* Ronzatore (per c. c.).

24)  Indicatore magnetico (a sportellino), avvisatore.

* Indicatore ottico.

Indicatore ottico (croce di malta).

* Lampadina.

25) * Interruttore periodico.

Interruttore periodico.

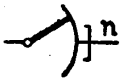
26) * Disco combinatore.

* Disco combinatore (simbolo dettagliato).

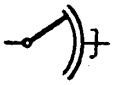
27) * Valvola termoionica (triodo).

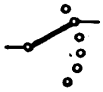
28) * Apparecchio telefonico d'abbonato.

Apparecchio telefonico automatico d'abbonato (BCA).

29) *  Selettore a rotazione, preselettore (*n* linee uscenti).

* Cercatore a rotazione.

*  Selettore a due movimenti.

*  Livello di un selettore.

* Contatore.

30) * Punto d'amplificazione, amplificatore.

Punto d'amplificazione, amplicatore.

* Linea artificiale.

* Linea artificiale d'equilibrio.

Linea artificiale d'equilibrio.

* Filtro.

* 50 2000 Filtro passa alto, passa basso, di banda.

31) Centrale telefonica.

Centrale telefonica (stabile proprio).

Armadio di distribuzione 300/400 coppie.

Armadio di distribuzione 100/200 coppie.

Armadio di distribuzione 50/100 coppie.

S S Armadio di distribuzione secondario.

250/350 Armadio di distribuzione di potenzialità diversa.

Cassetta di protezione a 10 cp. urbana, da muro e da palo.

Cassetta di protezione a 10 cp. interurbana, da muro e da palo.

Cassetta di distribuzione a 10 cp. urbana (box).

N Colonna montante da *N* coppie.

N Scorta di *N* coppie.

N Cameretta o pozzetto, e tubazione ad *N* fori.

Cavo posato in tubazione.

Cavo posato in trincea (armato).

Cavo posato in cassetta e bitume.

Cavo aereo.

M (N)

Cavo da *M* coppie, utilizzato per *N* coppie.

(M N) (M·N)
N M N

Tratto di cavo da *M* coppie intercalato in un cavo da *N*.

Abbonato e linea d'abbonato.

Sulle carte - *nero* indica: esistente

rosso: ampliamento prossimo

verde: ampliamento futuro

giallo: da demolire.

1 - Tabella dei logaritmi naturali ($\log_e$) dei numeri da 0 a 1000.

n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$
0	— ∞	**45**	3,80666	**90**	4,49981	**135**	4,90527	**180**	5,19296	**225**	5,41610
1	0,00000	**46**	3,82864	**91**	4,51086	**136**	4,91265	**181**	5,19850	**226**	5,42053
2	0,69315	**47**	3,85015	**92**	4,52179	**137**	4,91998	**182**	5,20401	**227**	5,42495
3	1,09861	**48**	3,87120	**93**	4,53260	**138**	4,92725	**183**	5,20949	**228**	5,42935
4	1,38629	**49**	3,89182	**94**	4,54329	**139**	4,93447	**184**	5,21494	**229**	5,43372
5	1,60944	**50**	3,91202	**95**	4,55388	**140**	4,94164	**185**	5,22036	**230**	5,43808
6	1,79176	**51**	3,93183	**96**	4,56435	**141**	4,94876	**186**	5,22575	**231**	5,44242
7	1,94591	**52**	3,95124	**97**	4,57471	**142**	4,95583	**187**	5,23111	**232**	5,44674
8	2,07944	**53**	3,97029	**98**	4,58497	**143**	4,96284	**188**	5,23644	**233**	5,45104
9	2,19722	**54**	3,98898	**99**	4,59512	**144**	4,96981	**189**	5,24175	**234**	5,45532
10	2,30259	**55**	4,00733	**100**	4,60517	**145**	4,97673	**190**	5,24702	**235**	5,45959
11	2,39790	**56**	4,02535	**101**	4,61512	**146**	4,98361	**191**	5,25227	**236**	5,46383
12	2,48491	**57**	4,04305	**102**	4,62497	**147**	4,99043	**192**	5,25750	**237**	5,46806
13	2,56495	**58**	4,06044	**103**	4,63473	**148**	4,99721	**193**	5,26269	**238**	5,47227
14	2,63906	**59**	4,07754	**104**	4,64439	**149**	5,00395	**194**	5,26786	**239**	5,47646
15	2,70805	**60**	4,09434	**105**	4,65396	**150**	5,01064	**195**	5,27300	**240**	5,48064
16	2,77259	**61**	4,11087	**106**	4,66344	**151**	5,01728	**196**	5,27811	**241**	5,48480
17	2,83321	**62**	4,12713	**107**	4,67283	**152**	5,02388	**197**	5,28320	**242**	5,48894
18	2,89037	**63**	4,14313	**108**	4,68213	**153**	5,03044	**198**	5,28827	**243**	5,49306
19	2,94444	**64**	4,15888	**109**	4,69135	**154**	5,03695	**199**	5,29330	**244**	5,49717
20	2,99573	**65**	4,17439	**110**	4,70048	**155**	5,04343	**200**	5,29832	**245**	5,50126
21	3,04452	**66**	4,18965	**111**	4,70953	**156**	5,04986	**201**	5,30330	**246**	5,50533
22	3,09104	**67**	4,20469	**112**	4,71850	**157**	5,05625	**202**	5,30827	**247**	5,50939
23	3,13549	**68**	4,21951	**113**	4,72739	**158**	5,06260	**203**	5,31321	**248**	5,51343
24	3,17805	**69**	4,23411	**114**	4,73620	**159**	5,06890	**204**	5,31812	**249**	5,51745
25	3,21888	**70**	4,24850	**115**	4,74493	**160**	5,07517	**205**	5,32301	**250**	5,52146
26	3,25810	**71**	4,26268	**116**	4,75359	**161**	5,08140	**206**	5,32788	**251**	5,52545
27	3,29584	**72**	4,27667	**117**	4,76217	**162**	5,08760	**207**	5,33272	**252**	5,52943
28	3,33220	**73**	4,29046	**118**	4,77068	**163**	5,09375	**208**	5,33754	**253**	5,53339
29	3,36730	**74**	4,30407	**119**	4,77912	**164**	5,09987	**209**	5,34233	**254**	5,53733
30	3,40120	**75**	4,31749	**120**	4,78749	**165**	5,10595	**210**	5,34711	**255**	5,54126
31	3,43399	**76**	4,33073	**121**	4,79579	**166**	5,11199	**211**	5,35186	**256**	5,54518
32	3,46574	**77**	4,34381	**122**	4,80402	**167**	5,11799	**212**	5,35659	**257**	5,54908
33	3,49651	**78**	4,35671	**123**	4,81218	**168**	5,12396	**213**	5,36129	**258**	5,55296
34	3,52636	**79**	4,36945	**124**	4,82028	**169**	5,12990	**214**	5,36598	**259**	5,55683
35	3,55535	**80**	4,38203	**125**	4,82831	**170**	5,13580	**215**	5,37064	**260**	5,56068
36	3,58352	**81**	4,39445	**126**	4,83628	**171**	5,14166	**216**	5,37528	**261**	5,56452
37	3,61092	**82**	4,40672	**127**	4,84419	**172**	5,14749	**217**	5,37990	**262**	5,56834
38	3,63759	**83**	4,41884	**128**	4,85203	**173**	5,15329	**218**	5,38450	**263**	5,57215
39	3,66356	**84**	4,43082	**129**	4,85981	**174**	5,15906	**219**	5,38907	**264**	5,57595
40	3,68888	**85**	4,44265	**130**	4,86753	**175**	5,16479	**220**	5,39363	**265**	5,57973
41	3,71357	**86**	4,45435	**131**	4,87520	**176**	5,17048	**221**	5,39816	**266**	5,58350
42	3,73767	**87**	4,46591	**132**	4,88280	**177**	5,17615	**222**	5,40268	**267**	5,58725
43	3,76120	**88**	4,47734	**133**	4,89035	**178**	5,18178	**223**	5,40717	**268**	5,59099
44	3,78419	**89**	4,48864	**134**	4,89784	**179**	5,18739	**224**	5,41165	**269**	5,59471
45	3,80666	**90**	4,49981	**135**	4,90527	**180**	5,19296	**225**	5,41610	**270**	5,59842

(Segue) **Tabella dei logaritmi naturali ($\log_e$) dei numeri da 0 a 1000.**

n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$
270	5,59842	**320**	5,76832	**370**	5,91350	**420**	6,04025	**470**	6,15273	**520**	6,25383
271	5,60212	**321**	5,77144	**371**	5,91620	**421**	6,04263	**471**	6,15486	**521**	6,25575
272	5,60580	**322**	5,77455	**372**	5,91889	**422**	6,04501	**472**	6,15698	**522**	6,25767
273	5,60947	**323**	5,77765	**373**	5,92158	**423**	6,04737	**473**	6,15910	**523**	6,25958
274	5,61313	**324**	5,78074	**374**	5,92426	**424**	6,04973	**474**	6,16121	**524**	6,26149
275	5,61677	**325**	5,78383	**375**	5,92693	**425**	6,05209	**475**	6,16331	**525**	6,26340
276	5,62040	**326**	5,78690	**376**	5,92959	**426**	6,05444	**476**	6,16542	**526**	6,26530
277	5,62402	**327**	5,78996	**377**	5,93225	**427**	6,05678	**477**	6,16752	**527**	6,26720
278	5,62762	**328**	5,79301	**378**	5,93489	**428**	6,05912	**478**	6,16961	**528**	6,26910
279	5,63121	**329**	5,79606	**379**	5,93754	**429**	6,06146	**479**	6,17170	**529**	6,27099
280	5,63479	**330**	5,79909	**380**	5,94017	**430**	6,06379	**480**	6,17379	**530**	6,27288
281	5,63835	**331**	5,80212	**381**	5,94280	**431**	6,06611	**481**	6,17587	**531**	6,27476
282	5,64191	**332**	5,80513	**382**	5,94542	**432**	6,06843	**482**	6,17794	**532**	6,27664
283	5,64545	**333**	5,80814	**383**	5,94803	**433**	6,07074	**483**	6,18002	**533**	6,27852
284	5,64897	**334**	5,81114	**384**	5,95064	**434**	6,07304	**484**	6,18208	**534**	6,28040
285	5,65249	**335**	5,81413	**385**	5,95324	**435**	6,07535	**485**	6,18415	**535**	6,28227
286	5,65599	**336**	5,81711	**386**	5,95584	**436**	6,07764	**486**	6,18621	**536**	6,28413
287	5,65948	**337**	5,82008	**387**	5,95842	**437**	6,07993	**487**	6,18826	**537**	6,28600
288	5,66296	**338**	5,82305	**388**	5,96101	**438**	6,08222	**488**	6,19032	**538**	6,28786
289	5,66643	**339**	5,82600	**389**	5,96358	**439**	6,08450	**489**	6,19236	**539**	6,28972
290	5,66988	**340**	5,82895	**390**	5,96615	**440**	6,08677	**490**	6,19441	**540**	6,29157
291	5,67332	**341**	5,83188	**391**	5,96871	**441**	6,08904	**491**	6,19644	**541**	6,29342
292	5,67675	**342**	5,83481	**392**	5,97126	**442**	6,09131	**492**	6,19848	**542**	6,29527
293	5,68017	**343**	5,83773	**393**	5,97381	**443**	6,09357	**493**	6,20051	**543**	6,29711
294	5,68358	**344**	5,84064	**394**	5,97635	**444**	6,09582	**494**	6,20254	**544**	6,29895
295	5,68698	**345**	5,84354	**395**	5,97889	**445**	6,09807	**495**	6,20456	**545**	6,30079
296	5,69036	**346**	5,84644	**396**	5,98141	**446**	6,10032	**496**	6,20658	**546**	6,30262
297	5,69373	**347**	5,84932	**397**	5,98394	**447**	6,10256	**497**	6,20859	**547**	6,30445
298	5,69709	**348**	5,85220	**398**	5,98645	**448**	6,10479	**498**	6,21060	**548**	6,30628
299	5,70044	**349**	5,85507	**399**	5,98896	**449**	6,10702	**499**	6,21261	**549**	6,30810
300	5,70378	**350**	5,85793	**400**	5,99146	**450**	6,10925	**500**	6,21461	**550**	6,30992
301	5,70711	**351**	5,86079	**401**	5,99396	**451**	6,11147	**501**	6,21661	**551**	6,31173
302	5,71043	**352**	5,86363	**402**	5,99645	**452**	6,11368	**502**	6,21860	**552**	6,31355
303	5,71373	**353**	5,86647	**403**	5,99894	**453**	6,11589	**503**	6,22059	**553**	6,31536
304	5,71703	**354**	5,86930	**404**	6,00141	**454**	6,11810	**504**	6,22258	**554**	6,31716
305	5,72031	**355**	5,87212	**405**	6,00389	**455**	6,12030	**505**	6,22456	**555**	6,31897
306	5,72359	**356**	5,87493	**406**	6,00635	**456**	6,12249	**506**	6,22654	**556**	6,32077
307	5,72685	**357**	5,87774	**407**	6,00881	**457**	6,12468	**507**	6,22851	**557**	6,32257
308	5,73010	**358**	5,88053	**408**	6,01127	**458**	6,12687	**508**	6,23048	**558**	6,32436
309	5,73334	**359**	5,88332	**409**	6,01372	**459**	6,12905	**509**	6,23245	**559**	6,32615
310	5,73657	**360**	5,88610	**410**	6,01616	**460**	6,13123	**510**	6,23441	**560**	6,32794
311	5,73979	**361**	5,88888	**411**	6,01859	**461**	6,13340	**511**	6,23637	**561**	6,32972
312	5,74300	**362**	5,89164	**412**	6,02102	**462**	6,13556	**512**	6,23832	**562**	6,33150
313	5,74620	**363**	5,89440	**413**	6,02345	**463**	6,13773	**513**	6,24028	**563**	6,33328
314	5,74939	**364**	5,89715	**414**	6,02587	**464**	6,13988	**514**	6,24222	**564**	6,33505
315	5,75257	**365**	5,89990	**415**	6,02828	**465**	6,14204	**515**	6,24417	**565**	6,33683
316	5,75574	**366**	5,90263	**416**	6,03069	**466**	6,14419	**516**	6,24611	**566**	6,33859
317	5,75890	**367**	5,90536	**417**	6,03309	**467**	6,14633	**517**	6,24804	**567**	6,34036
318	5,76205	**368**	5,90808	**418**	6,03548	**468**	6,14847	**518**	6,24998	**568**	6,34212
319	5,76519	**369**	5,91080	**419**	6,03787	**469**	6,15060	**519**	6,25190	**569**	6,34388
320	5,76832	**370**	5,91350	**420**	6,04025	**470**	6,15273	**520**	6,25383	**570**	6,34564

(Segue) **Tabella dei logaritmi naturali ($\log_e$) dei numeri da 0 a 1000.**

n	$\log_e$	*n*	$\log_e$	*n*	$\log_e$	*n*	$\log_e$	*n*	$\log_e$	*n*	$\log_e$
570	6,34564	**620**	6,42972	**670**	6,50728	**720**	6,57925	**770**	6,64639	**820**	6,70930
571	6,34739	**621**	6,43133	**671**	6,50877	**721**	6,58064	**771**	6,64769	**821**	6,71052
572	6,34914	**622**	6,43294	**672**	6,51026	**722**	6,58203	**772**	6,64898	**822**	6,71174
573	6,35089	**623**	6,43455	**673**	6,51175	**723**	6,58341	**773**	6,65028	**823**	6,71296
574	6,35263	**624**	6,43615	**674**	6,51323	**724**	6,58479	**774**	6,65157	**824**	6,71417
575	6,35437	**625**	6,43775	**675**	6,51471	**725**	6,58617	**775**	6,65286	**825**	6,71538
576	6,35611	**626**	6,43935	**676**	6,51619	**726**	6,58755	**776**	6,65415	**826**	6,71659
577	6,35784	**627**	6,44095	**677**	6,51767	**727**	6,58893	**777**	6,65544	**827**	6,71780
578	6,35957	**628**	6,44254	**678**	6,51915	**728**	6,59030	**778**	6,65673	**828**	6,71901
579	6,36130	**629**	6,44413	**679**	6,52062	**729**	6,59167	**779**	6,65801	**829**	6,72022
580	6,36303	**630**	6,44572	**680**	6,52209	**730**	6,59304	**780**	6,65929	**830**	6,72143
581	6,36475	**631**	6,44731	**681**	6,52356	**731**	6,59441	**781**	6,66058	**831**	6,72263
582	6,36647	**632**	6,44889	**682**	6,52503	**732**	6,59578	**782**	6,66185	**832**	6,72383
583	6,36819	**633**	6,45047	**683**	6,52649	**733**	6,59715	**783**	6,66313	**833**	6,72503
584	6,36999	**634**	6,45205	**684**	6,52796	**734**	6,59851	**784**	6,66441	**834**	6,72623
585	6,37161	**635**	6,45362	**685**	6,52942	**735**	6,59987	**785**	6,66568	**835**	6,72743
586	6,37332	**636**	6,45520	**686**	6,53088	**736**	6,60123	**786**	6,66696	**836**	6,72863
587	6,37502	**637**	6,45677	**687**	6,53233	**737**	6,60259	**787**	6,66823	**837**	6,72982
588	6,37673	**638**	6,45834	**688**	6,53379	**738**	6,60394	**788**	6,66950	**838**	6,73102
589	6,37843	**639**	6,45990	**689**	6,53524	**739**	6,60530	**789**	6,67077	**839**	6,72221
590	6,38012	**640**	6,46147	**690**	6,53669	**740**	6,60665	**790**	6,67203	**840**	6,73340
591	6,38182	**641**	6,46303	**691**	6,53814	**741**	6,60809	**791**	6,67330	**841**	6,73459
592	6,38351	**642**	6,46459	**692**	6,53959	**742**	6,60935	**792**	6,67456	**842**	6,73578
593	6,38519	**643**	6,46614	**693**	6,54103	**743**	6,61070	**793**	6,67582	**843**	6,73697
594	6,38688	**644**	6,46770	**694**	6,54247	**744**	6,61204	**794**	6,67708	**844**	6,73815
595	6,38856	**645**	6,46925	**695**	6,54391	**745**	6,61338	**795**	6,67834	**845**	6,73934
596	6,39024	**646**	6,47080	**696**	6,54535	**746**	6,61473	**796**	6,67960	**846**	6,74052
597	6,39192	**647**	6,47235	**697**	6,54679	**747**	6,61607	**797**	6,68085	**847**	6,74170
598	6,39359	**648**	6,47389	**698**	6,54822	**748**	6,61740	**798**	6,68211	**848**	6,74288
599	6,39526	**649**	6,47543	**699**	6,54965	**749**	6,61874	**799**	6,68336	**849**	6,74406
600	6,39693	**650**	6,47697	**700**	6,55108	**750**	6,62007	**800**	6,68461	**850**	6,74524
601	6,39859	**651**	6,47851	**701**	6,55251	**751**	6,62141	**801**	6,68586	**851**	6,74641
602	6,40026	**652**	6,48004	**702**	6,55393	**752**	6,62274	**802**	6,68711	**852**	6,74759
603	6,40192	**653**	6,48158	**703**	6,55536	**753**	6,62407	**803**	6,68835	**853**	6,74876
604	6,40357	**654**	6,48311	**704**	6,55678	**754**	6,62539	**804**	6,68960	**854**	6,74993
605	6,40523	**655**	6,48464	**705**	6,55820	**755**	6,62672	**805**	6,69084	**855**	6,75110
606	6,40688	**656**	6,48616	**706**	6,55962	**756**	6,62804	**806**	6,69208	**856**	6,75227
607	6,40853	**657**	6,48768	**707**	6,56103	**757**	6,62936	**807**	6,69332	**857**	6,75344
608	6,41017	**658**	6,48920	**708**	6,56244	**758**	6,63068	**808**	6,69456	**858**	6,75460
609	6,41182	**659**	6,49072	**709**	6,56386	**759**	6,63200	**809**	6,69580	**859**	6,75577
610	6,41346	**660**	6,49224	**710**	6,56526	**760**	6,63332	**810**	6,69703	**860**	6,75693
611	6,41510	**661**	6,49375	**711**	6,56667	**761**	6,63463	**811**	6,69827	**861**	6,75809
612	6,41673	**662**	6,49527	**712**	6,56808	**762**	6,63595	**812**	6,69950	**862**	6,75926
613	6,41836	**663**	6,49677	**713**	6,56948	**763**	6,63726	**813**	6,70073	**863**	6,76041
614	6,41999	**664**	6,49828	**714**	6,57088	**764**	6,63857	**814**	6,70196	**864**	6,76157
615	6,42162	**665**	6,49979	**715**	6,57228	**765**	6,63988	**815**	6,70319	**865**	6,76273
616	6,42325	**666**	6,50129	**716**	6,57368	**766**	6,64118	**816**	6,70441	**866**	6,76388
617	6,42487	**667**	6 50279	**717**	6,57508	**767**	6,64249	**817**	6,70564	**867**	6,76504
618	6,42649	**668**	6,50429	**718**	6,57647	**768**	6,64379	**818**	6,70686	**868**	6,76619
619	6,42811	**669**	6,50578	**719**	6,57786	**769**	6,64509	**819**	6,70808	**869**	6,76734
620	6,42972	**670**	6,50728	**720**	6,57925	**770**	6,64639	**820**	6,70930	**870**	6,76849

(Segue) **Tabella dei logaritmi naturali ($\log_e$) dei numeri da 0 a 1000.**

n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$	n	$\log_e$
870	6,76849	**895**	6,79682	**920**	6,82437	**940**	6,84588	**960**	6,86693	**980**	6,88755
871	6,76964	**896**	6,79794	**921**	6,82546	**941**	6,84694	**961**	6,86797	**981**	6,88857
872	6,77079	**897**	6,79906	**922**	6,82655	**942**	6,84801	**962**	6,86901	**982**	6,88959
873	6,77194	**898**	6,80017	**923**	6,82763	**943**	6,84907	**963**	6,87005	**983**	6,89061
874	6,77308	**899**	6,80128	**924**	6,82871	**944**	6,85013	**964**	6,87109	**984**	6,89163
875	6,77422	**900**	6,80239	**925**	6,82979	**945**	6,85118	**965**	6,87213	**985**	6,89264
876	6,77537	**901**	6,80351	**926**	6,83087	**946**	6,85224	**966**	6,87316	**986**	6,89366
877	6,77651	**902**	6,80461	**927**	6,83195	**947**	6,85330	**967**	6,87420	**987**	6,89467
878	6,77765	**903**	6,80572	**928**	6,83303	**948**	6,85435	**968**	6,87523	**988**	6,89568
879	6,77878	**904**	6,80683	**929**	6,83411	**949**	6,85541	**969**	6,87626	**989**	6,89669
880	6,77992	**905**	6,80793	**930**	6,83518	**950**	6,85646	**970**	6,87730	**990**	6,89770
881	6,78106	**906**	6,80904	**931**	6,83626	**951**	6,85751	**971**	6,87833	**991**	6,89871
882	6,78219	**907**	6,81014	**932**	6,83733	**952**	6,85857	**972**	6,87936	**992**	6,89972
883	6,78333	**908**	6,81124	**933**	6,83841	**953**	6,85961	**973**	6,88038	**993**	6,90073
884	6,78446	**909**	6,81235	**934**	6,83948	**954**	6,86066	**974**	6,88141	**994**	6,90174
885	6,78559	**910**	6,81344	**935**	6,84055	**955**	6,86171	**975**	6,88244	**995**	6,90274
886	6,78672	**911**	6,81454	**936**	6,84162	**956**	6,86276	**976**	6,88346	**996**	6,90375
887	6,78784	**912**	6,81564	**937**	6,84268	**957**	6,86380	**977**	6,88449	**997**	6,90475
888	6,78897	**913**	6,81674	**938**	6,84375	**958**	6,86485	**978**	6,88551	**998**	6,90575
889	6,79010	**914**	6,81783	**939**	6,84482	**959**	6,86589	**979**	6,88653	**999**	6,90675
890	6,79122	**915**	6,81892	**940**	6,84588	**960**	6,86693	**980**	6,88755	**1000**	6,90776
891	6,79234	**916**	6,82002								
892	6,79347	**917**	6,82111								
893	6,79459	**918**	6,82220								
894	6,79571	**919**	6,82329								
895	6,79682	**920**	6,82437								

2 - Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo per alcuni valori da $\pi/4$ a 2π.

φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi
$^1/_4\,\pi = 0{,}7854$	0,86867	1,32461	0,65579	45,00
$^1/_2\,\pi = 1{,}5708$	2,30130	2,50918	0,91717	90,00
$^3/_4\,\pi = 2{,}3562$	5,22797	5,32275	0,98219	135,00
$\pi = 3{,}1416$	11,54874	11,59195	0,99627	189,00
$^5/_4\,\pi = 3{,}9270$	25,36716	25,38686	0,99922	225,00
$^3/_2\,\pi = 4{,}7124$	55,65440	55,66338	0,99984	270,00
$^7/_4\,\pi = 5{,}4978$	122,0735	122,0776	0,99997	315,00
$2\,\pi = 6{,}2832$	267,7449	267,7468	0,99999	360,00

3 - Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo (in radianti e in gradi).

φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi	φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi
0,00	0,00000	1,00000	0,00000	0,00	45	0,46534	1,10297	0,42190	25,78
01	0,01000	1,00005	0,01000	0,57	46	0,47640	1,10768	0,43008	26,36
02	0,02000	1,00020	0,02000	1,15	47	0,48750	1,11250	0,43820	26,93
03	0,03000	1,00045	0,02999	1,72	48	0,49865	1,11743	0,44624	27,50
04	0,04001	1,00080	0,03998	2,29	49	0,50984	1,12247	0,45422	28,07
05	0,05002	1,00125	0,04996	2,86	**0,50**	0,52110	1,12763	0,46212	28,65
06	0,06004	1,00180	0,05993	3,44	51	0,53240	1,13289	0,46995	29,22
07	0,07006	1,00245	0,06989	4,01	52	0,54375	1,13827	0,47770	29,79
08	0,08009	1,00320	0,07983	4,58	53	0,55516	1,14377	0,48538	30,37
09	0,09012	1,00405	0,08976	5,16	54	0,56663	1,14938	0,49299	30,94
0,10	0,10017	1,00500	0,09967	5,73	55	0,57815	1,15510	0,50052	31,51
11	0,11022	1,00606	0,10956	6,30	56	0,58973	1,16094	0,50798	32,09
12	0,12029	1,00721	0,11943	6,88	57	0,60137	1,16690	0,51536	32,66
13	0,13037	1,00846	0,12927	7,45	58	0,61307	1,17297	0,52267	33,23
14	0,14046	1,00982	0,13909	8,02	59	0,62483	1,17916	0,52990	33,80
15	0,15056	1,01127	0,14889	8,59	**0,60**	0,63665	1,18547	0,53705	34,38
16	0,16068	1,01283	0,15865	9,17	61	0,64854	1,19189	0,54413	34,95
17	0,17082	1,01448	0,16838	9,74	62	0,66049	1,19844	0,55113	35,52
18	0,18097	1,01624	0,17808	10,31	63	0,67251	1,20510	0,55805	36,10
19	0,19115	1,01810	0,18775	10,89	64	0,68459	1,21189	0,56490	36,67
0,20	0,20134	1,02007	0,19738	11,46	65	0,69675	1,21879	0,57167	37,24
21	0,21155	1,02213	0,20697	12,03	66	0,70897	1,22582	0,57836	37,82
22	0,22178	1,02430	0,21652	12,61	67	0,72126	1,23297	0,58498	38,39
23	0,23203	1,02657	0,22603	13,18	68	0,73363	1,24025	0,59152	38,96
24	0,24231	1,02894	0,23550	13,75	69	0,74607	1,24765	0,59798	39,53
25	0,25261	1,03141	0,24492	14,32	**0,70**	0,75858	1,25517	0,60437	40,11
26	0,26294	1,03399	0,25430	14,90	71	0,77117	1,26282	0,61068	40,68
27	0,27329	1,03667	0,26362	15,47	72	0,78384	1,27059	0,61691	41,25
28	0,28367	1,03946	0,27291	16,04	73	0,79659	1,27849	0,62307	41,83
29	0,29408	1,04235	0,28213	16,62	74	0,80941	1,28652	0,62915	42,40
0,30	0,30452	1,04534	0,29131	17,19	75	0,82232	1,29468	0,63515	42,97
31	0,31499	1,04844	0,30044	17,76	76	0,83530	1,30297	0,64108	43,54
32	0,32549	1,05164	0,30951	18,33	77	0,84838	1,31139	0,64693	44,12
33	0,33602	1,05495	0,31852	18,91	78	0,86153	1,31994	0,65271	44,69
34	0,34659	1,05836	0,32748	19,48	79	0,87478	1,32862	0,65841	45,26
35	0,35719	1,06188	0,33638	20,05	**0,80**	0,88811	1,33743	0,66404	45,84
36	0,36783	1,06550	0,34521	20,63	81	0,90152	1,34638	0,66959	46,41
37	0,37850	1,06923	0,35399	21,20	82	0,91503	1,35547	0,67507	46,98
38	0,38921	1,07307	0,36271	21,77	83	0,92863	1,36468	0,68048	47,56
39	0,39996	1,07702	0,37136	22,35	84	0,94233	1,37404	0,68581	48,13
0,40	0,41075	1,08107	0,37995	22,92	85	0,95612	1,38353	0,69107	48,70
41	0,42158	1,08523	0,38847	23,49	86	0,97000	1,39316	0,69626	49,27
42	0,43246	1,08950	0,39693	24,06	87	0,98398	1,40293	0,70137	49,85
43	0,44337	1,09388	0,40532	24,64	88	0,99806	1,41284	0,70642	50,42
44	0,45434	1,09837	0,41364	25,21	89	1,01224	1,42289	0,71139	50,99

(Segue) **Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo (in radianti e in gradi).**

φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi	φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi
0,90	1,02652	1,43309	0,71630	51,57	**1,40**	1,90430	2,15090	0,88535	80,21
91	1,04090	1,44342	0,72113	52,14	41	1,92591	2,17005	0,88749	80,79
92	1,05539	1,45390	0,72590	52,71	42	1,94770	2,18942	0,88960	81,36
93	1,06998	1,46453	0,73059	53,29	43	1,96970	2,20900	0,89167	81,93
94	1,08468	1,47530	0,73522	53,86	44	1,99188	2,22881	0,89370	82,51
95	1,09948	1,48623	0,73978	54,43	45	2,01427	2,24884	0,89569	83,08
96	1,11440	1,49729	0,74428	55,00	46	2,03686	2,26910	0,89765	83,65
97	1,12943	1,50851	0,74870	55,58	47	2,05965	2,28958	0,89958	84,22
98	1,14457	1,51988	0,75307	56,15	48	2,08265	2,31029	0,90147	84,80
99	1,15983	1,53141	0,75736	56,72	49	2,10586	2,33123	0,90332	85,37
1,00	1,17520	1,54308	0,76159	57,30	**1,50**	2,12928	2,35241	0,90515	85,94
01	1,19069	1,55491	0,76576	57,87	51	2,15291	2,37382	0,90694	86,52
02	1,20630	1,56689	0,76987	58,44	52	2,17676	2,39547	0,90870	87,09
03	1,22203	1,57904	0,77391	59,01	53	2,20082	2,41736	0,91042	87,66
04	1,23788	1,59134	0,77789	59,59	54	2,22510	2,43949	0,91212	88,24
05	1,25386	1,60379	0,78181	60,16	55	2,24961	2,46186	0,91379	88,81
06	1,26996	1,61641	0,78566	60,73	56	2,27434	2,48448	0,91542	89,38
07	1,28619	1,62919	0,78946	61,31	57	2,29930	2,50735	0,91703	89,95
08	1,30254	1,64214	0,79320	61,88	**1,60**	2,37557	2,57746	0,92167	91,67
09	1,31903	1,65525	0,79688	62,45	70	2,64563	2,82832	0,93541	97,40
1,10	1,33565	1,66852	0,80050	63,03	80	2,94217	3,10747	0,94681	103,13
11	1,35240	1,68196	0,80406	63,60	90	3,26816	3,41773	0,95624	108,86
12	1,36929	1,69557	0,80757	64,17	**2,00**	3,62686	3,76220	0,96403	114,59
13	1,38631	1,70934	0,81102	64,74	10	4,02186	4,14431	0,97045	120,32
14	1,40347	1,72329	0,81441	65,32	20	4,45711	4,56791	0,97574	126,05
15	1,42078	1,73741	0,81775	65,89	30	4,93696	5,03722	0,98010	131,78
16	1,43822	1,75171	0,82104	66,46	40	5,46623	5,55695	0,98367	137,51
17	1,45581	1,76618	0,82427	67,04	50	6,05020	6,13229	0,98661	143,24
18	1,47355	1,78083	0,82745	67,61	60	6,69473	6,76901	0,98903	148,97
19	1,49143	1,79565	0,83058	68,18	70	7,40626	7,47347	0,99101	154,70
1,20	1,50946	1,81066	0,83365	68,75	80	8,19192	8,25273	0,99263	160,43
21	1,52764	1,82584	0,83668	69,33	90	9,05956	9,11458	0,99396	166,16
22	1,54598	1,84121	0,83965	69,90	**3,00**	10,01787	10,06766	0,99505	171,89
23	1,56447	1,85676	0,84258	70,47	10	11,07645	11,12150	0,99595	177,62
24	1,58311	1,87250	0,84546	71,05	20	12,24588	12,28665	0,99668	183,35
25	1,60192	1,88842	0,84828	71,62	30	13,53788	13,57476	0,99728	189,08
26	1,62088	1,90454	0,85106	72,19	40	14,96536	14,99874	0,99777	194,81
27	1,64001	1,92084	0,85380	72,77	50	16,54263	16,57282	0,99818	200,54
28	1,65930	1,93734	0,85648	73,34	60	18,28546	18,31278	0,99851	206,26
29	1,67876	1,95403	0,85913	73,91	70	20,21129	20,23601	0,99878	211,99
1,30	1,69838	1,97091	0,86172	74,48	80	22,33941	22,36178	0,99900	217,72
31	1,71818	1,98800	0,86428	75,06	90	24,69110	24,71135	0,99918	223,45
32	1,73814	2,00528	0,86678	75,63	**4,00**	27,28992	27,30823	0,99933	229,18
33	1,75828	2,02276	0,86925	76,20	10	30,16186	30,17843	0,99945	234,91
34	1,77860	2,04044	0,87167	76,78	20	33,33567	33,35066	0,99955	240,64
35	1,79909	2,05833	0,87405	77,35	30	36,84311	36,85668	0,99963	246,37
36	1,81977	2,07643	0,87639	77,92	40	40,71930	40,73157	0,99970	252,10
37	1,84062	2,09473	0,87869	78,50					
38	1,86166	2,11324	0,88095	79,07					
39	1,88289	2,13196	0,88317	79,64					

(Segue) **Tabella delle funzioni iperboliche di un angolo (in radianti e in gradi).**

φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi	φ	Sh φ	Ch φ	Th φ	φ in gradi
50	45,00301	45,01412	0,99975	257,83	50	122,3439	122,3480	0,99997	315,13
60	49,73713	49,74718	0,99980	263,56	60	135,2114	135,2150	0,99997	320,86
70	54,96904	54,97813	0,99983	269,29	70	149,4320	149,4354	0,99998	326,59
80	60,75109	60,75932	0,99986	275,02	80	165,1483	165,1513	0,99998	332,32
90	67,14117	67,14861	0,99989	280,75	90	182,5174	182,5201	0,99999	338,05
5,00	74,20321	74,20995	0,99991	286,48	**6,00**	201,7132	201,7156	0,99999	343,77
10	82,00791	82,00140	0,99993	292,21	30	272,2850	272,2869	0,99999	360,96
20	90,63336	90,63888	0,99994	297,94					
30	100,1659	100,1709	0,99995	303,67					
40	110,7009	110,7055	9,99996	309,40					

4 - Relazioni fondamentali relative alle funzioni iperboliche.

1 - FORMULE FONDAMENTALI

$\mathrm{Sh}\,\varphi = (e^{\varphi} - e^{-\varphi})/2$; $\mathrm{Ch}\,\varphi = (e^{\varphi} + e^{-\varphi})/2$; $\mathrm{Th}\,\varphi = \mathrm{Sh}\,\varphi/\mathrm{Ch}\,\varphi = (e^{\varphi} - e^{-\varphi})/(e^{\varphi} + e^{-\varphi})$;
$\mathrm{Cth}\,\varphi = \mathrm{Ch}\,\varphi/\mathrm{Sh}\,\varphi = (e^{\varphi} + e^{-\varphi})/(e^{\varphi} - e^{-\varphi})$; $\mathrm{Ch}\,\varphi + \mathrm{Sh}\,\varphi = e^{\varphi}$; $\mathrm{Ch}\,\varphi - \mathrm{Sh}\,\varphi = e^{-\varphi}$;
$\mathrm{Ch}^2\,\varphi - \mathrm{Sh}^2\,\varphi = 1$; $\mathrm{Th}\,\varphi\,\mathrm{Cth}\,\varphi = 1$.

Per valori reali della variabile φ è:

$$\mathrm{Ch}\,\varphi \geq 1; \qquad \mathrm{Th}^2\,\varphi < 1; \qquad \mathrm{Cth}^2\,\varphi > 1$$

mentre $\mathrm{Sh}\,\varphi$ può assumere qualsiasi valore positivo o negativo.

$$\mathrm{Sh}\,(-\varphi) = -\mathrm{Sh}\,\varphi; \quad \mathrm{Ch}\,(-\varphi) = +\mathrm{Ch}\,\varphi; \quad \mathrm{Th}\,(-\varphi) = -\mathrm{Th}\,\varphi; \quad \mathrm{Cth}\,(-\varphi) = -\mathrm{Cth}\,\varphi$$

L'area del settore iperbolico corrispondente al valore φ del Sh, ecc. è:

$$\mathrm{Ar\,Sh}\,\varphi = \ln(\varphi + \sqrt{\varphi^2 + 1}); \qquad \mathrm{Ar\,Th}\,\varphi = {}^1/_2 \ln[(1 + \varphi)/(1 - \varphi)];$$
$$\mathrm{Ar\,Ch}\,\varphi = \ln(\varphi \pm \sqrt{\varphi^2 - 1}); \qquad \mathrm{Ar\,Cth}\,\varphi = {}^1/_2 \ln[(\varphi + 1)/(\varphi - 1)].$$

2 - RELAZIONI FRA LE FUNZIONI IPERBOLICHE E CIRCOLARI

Dalle equazioni:

$$e^{xi} = \cos x + i \operatorname{sen} x; \qquad e^{-xi} = \cos x - i \operatorname{sen} x$$

si ricavano le seguenti relazioni:

$$\operatorname{sen} x = -i\,\mathrm{Sh}\,ix = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i}; \qquad \cos x = \mathrm{Ch}\,ix = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2}$$

$$\operatorname{tg} x = -i\,\mathrm{Th}\,ix = -i\,\frac{e^{ix} - e^{-ix}}{e^{ix} + e^{-ix}}; \qquad \operatorname{ctg} x = i\,\mathrm{Cth}\,ix = i\,\frac{e^{ix} + e^{-ix}}{e^{ix} - e^{-ix}}$$

$$\operatorname{sen} ix = i\,\mathrm{Sh}\,x = i\,\frac{e^{x} - e^{-x}}{2}; \qquad \cos ix = \mathrm{Ch}\,x = \frac{e^{x} + e^{-x}}{2}$$

$$\operatorname{tg} ix = i\,\mathrm{Th}\,x = i\,\frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}}; \qquad \operatorname{ctg} ix = -i\,\mathrm{Cth}\,x = -i\,\frac{e^{x} + e^{-x}}{e^{x} - e^{-x}}$$

5 - Valori della funzione e^{Θ}.

Θ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	1	1,010	1,020	1,030	1,041	1,051	1,062	1,073	1,083	1,094
0,1	1,105	1,116	1,127	1,139	1,150	1,162	1,174	1,185	1,197	1,209
0,2	1,221	1,234	1,246	1,259	1,271	1,284	1,297	1,310	1,323	1,336
0,3	1,350	1,363	1,377	1,391	1,405	1,419	1,433	1,448	1,462	1,477
0,4	1,492	1,507	1,522	1,537	1,553	1,568	1,584	1,600	1,616	1,632
0,5	1,649	1,665	1,682	1,699	1,716	1,733	1,751	1,768	1,786	1,804
0,6	1,822	1,840	1,859	1,878	1,896	1,916	1,935	1,954	1,974	1,994
0,7	2,014	2,034	2,054	2,075	2,096	2,117	2,138	2,160	2,181	2,203
0,8	2,226	2,248	2,271	2,293	2,316	2,340	2,363	2,387	2,411	2,435
0,9	2,460	2,484	2,509	2,535	2,560	2,586	2,612	2,638	2,664	2,691
1,0	2,718	2,746	2,773	2,801	2,829	2,858	2,886	2,915	2,945	2,974
1,1	3,004	3,034	3,065	3,096	3,127	3,158	3,190	3,222	3,254	3,287
1,2	3,320	3,353	3,387	3,421	3,456	3,490	3,525	3,561	3,597	3,633
1,3	3,669	3,706	3,743	3,781	3,819	3,857	3,896	3,935	3,975	4,015
1,4	4,055	4,096	4,137	4,179	4,221	4,263	4,306	4,349	4,393	4.437
1,5	4,482	4,527	4,572	4,618	4,665	4,711	4,759	4,807	4,855	4,904
1,6	4,953	5,003	5,053	5,104	5,155	5,207	5,259	5,312	5,366	5,419
1,7	5,474	5,529	5,585	5,641	5,697	5,755	5,812	5,871	5,930	5,989
1,8	6,050	6,110	6,172	6,234	6,297	6,360	6,424	6,488	6,554	6,619
1,9	6,686	6,753	6,821	6,890	6,959	7,029	7,099	7,171	7,243	7,316
2,0	7,389	7,463	7,538	7,614	7,691	7,768	7,846	7,925	8,004	8,085
2,1	8,166	8,248	8,331	8,415	8,499	8,585	8,671	8,758	8,846	8,935
2,2	9,025	9,116	9,207	9,300	9,393	9,488	9,583	9,679	9,777	9,875
2,3	9,974	10,07	10,18	10,28	10,38	10,49	10,59	10,70	10,80	10,91
2,4	11,02	11,13	11,25	11;36	11,47	11,59	11,71	11,82	11,94	12,06
2,5	12,18	12,31	12,43	12,55	12,68	12,81	12,94	13,07	13,20	13,33
2,6	13,46	13,60	13,74	13,87	14,01	14,15	14,30	14,44	14,59	14,73
2,7	14,90	15,03	15,18	15,33	15,49	15,64	15,80	15,96	16,12	16,28
2,8	16,44	16,61	16,78	16,95	17,12	17,29	17,46	17,64	17,81	17,99
2,9	18,17	18,40	18,54	18,73	18,92	19,11	19,30	19,50	19,70	19,90
3,0	20,10	20,30	20,50	20,70	20,91	21,12	21,33	21,54	21,80	21,98
3,1	22,20	22,42	22,65	22,87	23,10	23,34	23,57	23,81	24,05	24,30
3,2	24,53	24,80	25,03	25,30	25,53	25,79	26,05	26,31	26,58	26,84
3,3	27,11	27,39	27,66	27,94	28,22	28,50	28,79	29,08	29,37	29,67
3,4	29,96	30,27	30,57	30,88	31,19	31,50	31,82	32,14	32,46	32,79
3,5	33,12	33,45	33,79	34,12	34,47	34,81	35,16	35,52	35,87	36,23
3,6	36,60	36,97	37,34	37,71	38,09	38,48	38,86	39,25	39,65	40,05

(Segue) Valori della funzione e^{Θ}.

Θ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
3,7	40,45	40,85	41,26	41,68	42,10	42,52	42,95	43,38	43,82	44,26
3,8	44,70	45,15	45,60	46,06	46,53	46,99	47,47	47,94	48,42	48,91
3,9	49,40	50,00	50,40	50,91	51,42	51,94	52,46	53,00	53,52	54,06
4,0	54,60	55,15	55,70	56,26	56,83	57,40	57,98	58,56	59,15	59,74
4,1	60,34	60,95	61,56	62,18	62,80	63,43	64,07	64,72	65,37	66,02
4,2	66,69	67,36	68,03	68,72	69,41	70,11	70,81	71,52	72,24	72,97
4,3	73,70	74,44	75,19	75,95	76,71	77,49	78,26	79,04	79,84	80,64
4,4	81,45	82,27	83,10	83,93	84,78	85,63	86,49	87,36	88,24	89,12
4,5	90,02	90,92	91,84	92,76	93,69	94,63	95,58	96,54	97,51	98,49
4,6	99,48	100,5	101,5	102,5	103,5	104,6	105,6	106,7	107,8	108,9
4,7	110,0	111,1	112,2	113,3	114,4	115,6	116,8	117,9	119,1	120,3
4,8	121,5	122,7	124,0	125,2	126,5	127,7	129,0	130,3	131,6	133,0
4,9	134,3	135,6	137,0	138,4	139,8	141,2	142,6	144,0	145,5	147,0
5,0	148,4	149,9	151,4	152,9	154,5	156,0	157,6	159,2	160,8	162,4
5,1	164,0	165,7	167,3	169,0	170,7	172,4	174,2	175,9	177,7	179,5
5,2	181,3	183,1	184,9	186,8	188,7	190,6	192,5	194,4	196,4	198,3
5,3	200,3	202,3	204,4	206,4	208,5	210,6	212,7	214,9	217,0	219,2
5,4	221,4	223,6	225,9	228,2	230,4	232,8	235,1	237,5	239,9	242,3
5,5	244,7	247,2	249,6	252,1	254,7	257,2	259,8	262,4	265,1	267,7
5,6	270,4	273,1	275,9	278,7	281,5	284,3	287,2	290,0	293,0	295,9
5,7	298,9	301,9	304,9	308,0	311,0	314,2	317,4	320,5	323,8	327,0
5,8	330,3	333,6	337,0	340,4	343,8	347,2	350,7	354,3	357,8	361,4
5,9	365,0	368,7	372,4	376,1	379,9	383,7	387,6	391,5	395,4	399,4
6,0	403,4	407,5	411,6	415,7	419,9	424,1	428,4	432,7	437,0	441,4
6	403,4	445,9	492,8	544,6	601,8	665,1	735,1	812,4	897,8	992,3
7	1097	1212	1339	1480	1636	1808	1998	2208	2441	2697
8	2981	3294	3641	4024	4447	4915	5432	6003	6634	7332
9	8103	8955	9897	10940	12090	13360	14770	16320	18030	19930
10	22030	24340	26900	29730	32860	36310	40130	44350	49020	54170
11	59870	66170	73130	80820	89320	98710	109100	120600	133200	147300
12	162750	179900	198800	219700	242800	268300	296500	327700	362200	400300
13 *	0,44241	0,4889	0,5404	0,5972	0,66	0,7294	0,8061	0,8909	0,9846	1,089
14	1,2023	1,329	1,469	1,623	1,794	1,983	2,191	2,422	2,676	2,958
15	3,269	3,613	3,993	4,413	4,877	5,39	5,956	6,583	7,275	8,04
16	8,8861	9,82	10,85	11,99	13,26	14,65	16,19	17,89	19,78	21,86
17	24,15	26,69	29,5	32,6	36,03	39,82	44,01	48,64	53,76	59,41
18	65,66	72,56	80,2	88,63	97,95	108,3	119,6	132,2	146,1	161,5
19	178,5	197,2	218	240,9	266,3	294,3	325,2	359,4	397,2	439
20	485,2									

* I valori a partire da 0,44241 devono essere moltiplicati per 10^6

6 - Tabella di corrispondenza tra rapporti di potenza, rapporti di tensione e decibel.

Rapporto tra le potenze	Rapporto tra le tensioni o le correnti	decibel	Rapporto tra le potenze	Rapporto tra le tensioni o le correnti	decibel
1,0233	1,0116	0,1	19,953	4,4668	13
1,0471	1,0233	0,2	25,119	5,0119	14
1,0715	1,0351	0,3	31,623	5,6234	15
1,0965	1,0471	0,4	39,811	6,3096	16
1,1220	1,0593	0,5	50,119	7,0795	17
1,1482	1,0715	0,6	63,096	7,9433	18
1,1749	1,0839	0,7	79,433	8,9125	19
1,2023	1,0965	0,8	100,000	10,0000	20
1,2303	1,1092	0,9	158,49	12,589	22
1,2589	1,1220	1,0	251,19	15,849	24
1,3183	1 1482	1,2	398,11	19,953	26
1,3804	1,1749	1,4	630,96	25,119	28
1,4454	1,2023	1,6	1000,00	31,623	30
1,5136	1,2303	1,8	1584,9	39,811	32
1,5849	1,2589	2,0	2511,9	50,119	34
1,6595	1,2882	2,2	3981,1	63,096	36
1,7378	1,3183	2,4	6306,6	79,433	38
1,8197	1,3490	2,6	10^4	100,000	40
1,9055	1,3804	2,8	$1,5849.10^4$	125,89	42
1,9953	1,4125	3,0	$2,5119.10^4$	158,49	44
2,2387	1,4962	3,5	$3,9811.10^4$	199,53	46
2,5119	1,5849	4,0	$6,3096.10^4$	251,19	48
2,8784	1,6788	4,5	10^5	316,23	50
2,1623	1,7783	5,0	$1,5849.10^5$	398,11	52
2,5481	1,8836	5,5	$2,5119.10^5$	501,19	54
3,9811	1,9953	6,0	$3,9811.10^5$	630,96	56
5,0119	2,2387	7,0	$6,3096.10^5$	794,33	58
6,3096	2,5119	8,0	10^6	1000,00	60
7,9433	2,8184	9,0	10^7	3162,3	70
10,0000	3,1623	10	10^8	10000,0	80
12,5890	3,5481	11,0	10^9	31623	90
15,8490	3,9811	12,0	10^{10}	100000	100

Nota - Per passare ai neper, ricordare che: 1 neper = 8,68 db
1 db = 0,115 neper

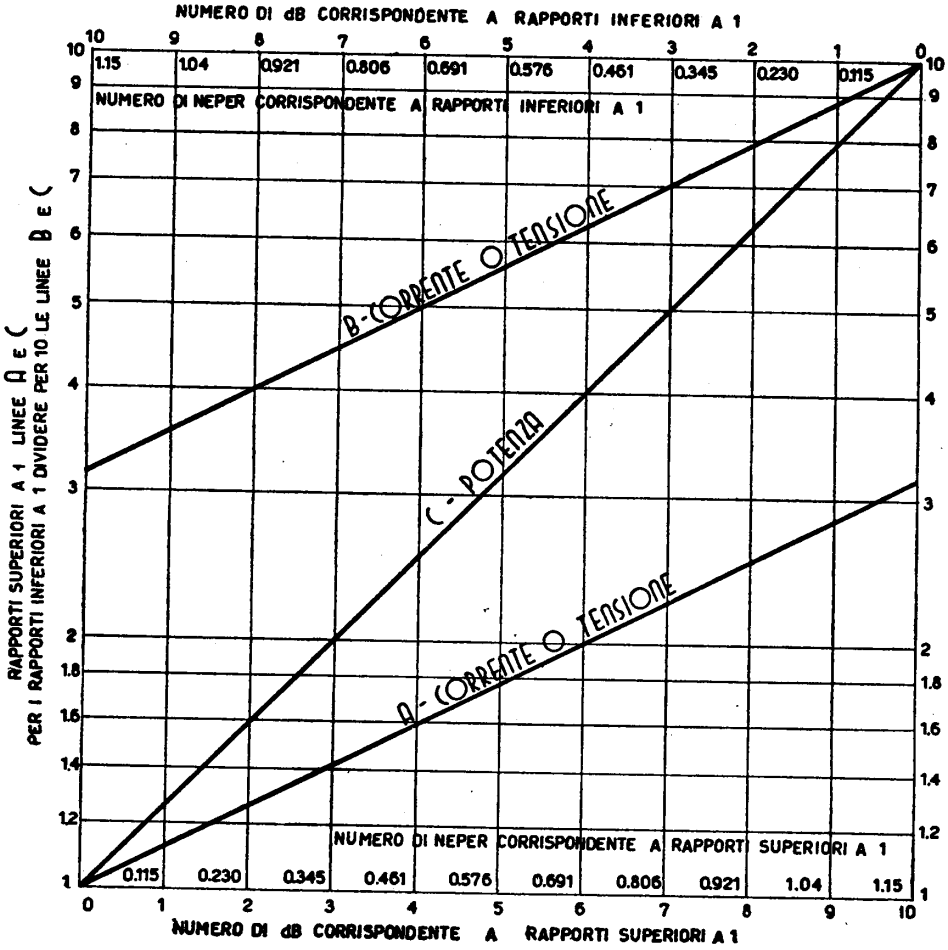
7 - Tabella di conversione dei neper in decibel.

Neper	Decibel	Neper	Decibel	Neper	Decibel	Neper	Decibel
0,1	0,869	2,6	22,6	5,1	44,3	7,6	66,0
0,2	1,74	2,7	23,5	5,2	45,2	7,7	66,9
0,3	2,61	2,8	24,3	5,3	46,0	7,8	67,8
0,4	3,47	2,9	25,2	5,4	46,9	7,9	68,6
0,5	4,34	3,0	26,1	5,5	47,8	8,0	69,5
0,6	5,21	3,1	26,9	5,6	48,6	8,1	70,4
0,7	6,08	3,2	27,8	5,7	49,5	8,2	71,2
0,8	6,95	3,3	28,7	5,8	50,4	8,3	72,1
0,9	7,82	3,4	29,5	5,9	51,2	8,4	73,0
1,0	8,69	3,5	30,4	6,0	52,1	8,5	73,8
1,1	9,55	3,6	31,3	6,1	53,0	8,6	74,7
1,2	10,4	3,7	32,1	6,2	53,9	8,7	75,6
1,3	11,3	3,8	33,0	6,3	54,7	8,8	76,4
1,4	12,2	3,9	33,9	6,4	55,6	8,9	77,3
1,5	13,0	4,0	34,7	6,5	56,5	9,0	78,2
1,6	13,9	4,1	35,6	6,6	57,3	9,1	79,0
1,7	14,8	4,2	36,5	6,7	58,2	9,2	79,9
1,8	15,6	4,3	37,3	6,8	59,1	9,3	80,8
1,9	16,5	4,4	38,2	6,9	59,9	9,4	81,6
2,0	17,4	4,5	39,1	7,0	60,8	9,5	82,5
2,1	18,2	4,6	40,0	7,1	61,7	9,6	83,4
2,2	19,1	4,7	40,8	7,2	62,5	9,7	84,3
2,3	20,0	4,8	41,7	7,3	63,4	9,8	85,1
2,4	20,9	4,9	42,6	7,4	64,3	9,9	86,0
2,5	21,7	5,0	43,4	7,5	65,1	10,0	86,9

8 - Tabella di conversione dei decibel in neper.

Decibel	Neper	Decibel	Neper	Decibel	Neper	Decibel	Neper
1	0,115	26	2,99	51	5,87	76	8,75
2	0,230	27	3,11	52	5,99	77	8,87
3	0,345	28	3,22	53	6,10	78	8,98
4	0,461	29	3,34	54	6,22	79	9,10
5	0,576	30	3,45	55	6,33	80	9,21
6	0,691	31	3,57	56	6,45	81	9,33
7	0,806	32	3,68	57	6,56	82	9,44
8	0,921	33	3,80	58	6,68	83	9,56
9	1,04	34	3,91	59	6,79	84	9,67
10	1,15	35	4,03	60	6,91	85	9,79
11	1,27	36	4,14	61	7,02	86	9,90
12	1,38	37	4,26	62	7,14	87	10,0
13	1,50	38	4,37	63	7,25	88	10,1
14	1,61	39	4,49	64	7,37	89	10,2
15	1,73	40	4,61	65	7,48	90	10,4
16	1,84	41	4,72	66	7,60	91	10,5
17	1,96	42	4,84	67	7,71	92	10,6
18	2,07	43	4,95	68	7,83	93	10,7
19	2,19	44	5,07	69	7,94	94	10,8
20	2,30	45	5,18	70	8,06	95	10,9
21	2,42	46	5,30	71	8,17	96	11,1
22	2,53	47	5,41	72	8,29	97	11,2
23	2,65	48	5,53	73	8,40	98	11,3
24	2,76	49	5,64	74	8,52	99	11,4
25	2,88	50	5,76	75	8,63	100	11,5

9 - Grafico di corrispondenza fra rapporti di tensione, corrente o potenza e decibel o neper.



Il grafico vale per rapporti di potenza da 0,1 a 10 e quindi per rapporti di tensione o di corrente, su impedenze eguali, da 0,316 a 3,16.

Esempio: In corrispondenza del rapporto 3 di tensione, letto su una scala verticale, la retta A fornisce sulla scala orizzontale inferiore 9,5 dB o 1,1 neper. Per il rapporto inverso 0,333 si moltiplichi questo per 10, la retta B fornisce in corrispondenza di 3,33 letto su una scala verticale gli stessi valori di prima ma letti sulla scala orizzontale superiore. Per lo stesso rapporto 3, considerato di potenza, la retta C fornisce 4,7 dB o 0,54 neper sulla scala inferiore; lo stesso valore si legge su quella superiore in corrispondenza di 3,33.

10 - Resistività elettrica.

per ottenere ↓	occorre moltiplicare il numero di									
	μ Ω cm	μ Ω m Ω mm²/m	Ω mm²/cm	Ω mm²/km	Ω cm	Ω m	M Ω cm	M Ω m	μ Ω in.	Ω mil-foot
	per									
microohm x cm	1	1.10^{2}	1.10^{4}	1.10^{-1}	1.10^{6}	1.10^{8}	1.10^{12}	1.10^{14}	2,54	0,1662
microohm x m oppure ohm x mm²/m	1.10^{-2}	1	1.10^{2}	1.10^{-3}	1.10^{4}	1.10^{6}	1.10^{10}	1.10^{12}	$2,54.10^{-2}$	$16,62.10^{-4}$
ohm x mm²/cm	1.10^{-4}	1.10^{-2}	1	1.10^{-5}	1.10^{2}	1.10^{4}	1.10^{8}	1.10^{10}	$2,54.10^{-4}$	$16,62.10^{-6}$
ohm x mm²/km	10	1.10^{3}	1.10^{5}	1	1.10^{7}	1.10^{9}	1.10^{13}	1.10^{15}	25,4	1,662
ohm x cm	1.10^{-6}	1.10^{-4}	1.10^{-2}	1.10^{-7}	1	1.10^{2}	1.10^{6}	1.10^{8}	$2,54.10^{-6}$	$16,62.10^{-8}$
ohm x m	1.10^{-8}	1.10^{-6}	1.10^{-4}	1.10^{-9}	1.10^{-2}	1	1.10^{4}	1.10^{6}	$2,54.10^{-8}$	$16,62.10^{-10}$
megaohm x cm	1.10^{-12}	1.10^{-10}	1.10^{-8}	1.10^{-13}	1.10^{-6}	1.10^{-4}	1	1.10^{2}	$2,54.10^{-12}$	$16,62.10^{-14}$
megaohm x m	1.10^{-14}	1.10^{-12}	1.10^{-10}	1.10^{-15}	1.10^{-8}	1.10^{-6}	1.10^{-2}	1	$2,54.10^{-14}$	$16,62.10^{-16}$
microohm x pollice	0,3937	39,37	$39,37.10^{2}$	3,937	$39,37.10^{4}$	$39,37.10^{6}$	$39,37.10^{10}$	$39,37.10^{12}$	1	$6,545.10^{-2}$
ohm x mil-foot (1)	6,015	$6,015.10^{2}$	$6,015.10^{4}$	$6,015.10^{-1}$	$6,015.10^{6}$	$6,015.10^{8}$	$6,015.10^{12}$	$6,015.10^{14}$	15,28	1

Note - (1) È la resistenza di un filo avente il diametro di 1 millesimo di pollice e la lunghezza di 1 piede.

11 - Costanti primarie e secondarie di un circuito elettrico.

per ottenere ↓	occorre moltiplicare il numero di							
	k/mm	k/cm	k/m	k/km	k/in.	k/ft.	k/yd.	k/miglio
	per							
k/millimetro	1	1.10^{-1}	1.10^{-3}	1.10^{-6}	$39,37.10^{-3}$	$32,81.10^{-4}$	$10,94.10^{-4}$	$6,214.10^{-7}$
k/centimetro	10	1	1.10^{-2}	1.10^{-5}	$39,37.10^{-2}$	$32,81.10^{-3}$	$10,94.10^{-3}$	$6,214.10^{-6}$
k/metro	1.10^{3}	1.10^{2}	1	1.10^{-3}	39,37	$32,81.10^{-1}$	$10,94.10^{-1}$	$6,214.10^{-4}$
k/kilometro	1.10^{6}	1.10^{5}	1.10^{3}	1	$39,37.10^{3}$	$32,81.10^{2}$	$10,94.10^{2}$	$6,214.10^{-1}$
k/pollice	25,4	2,54	$2,54.10^{-2}$	$2,54.10^{-5}$	1	$8,33.10^{-2}$	$27,78.10^{-3}$	$1,578.10^{-5}$
k/piede	304,8	30,48	$30,48.10^{-2}$	$30,48.10^{-5}$	12	1	$33,33.10^{-2}$	$18,94.10^{-5}$
k/yarda	914,4	91,44	$91,44.10^{-2}$	$91,44.10^{-5}$	36	3	1	$56,82.10^{-5}$
k/miglio	$16,09.10^{5}$	$16,09.10^{4}$	$16,09.10^{2}$	1,609	$63,34.10^{3}$	5280	1,759	1

Nota - k può rappresentare una qualunque delle costanti primarie (resistenza, induttanza, capacità e conduttanza) o delle costanti secondarie (di attenuazione e di fase) del circuito:

Esempio: 0,107 neper/km = decibel/miglio?

Dalla tabella: 0,107 neper/km × 1,609 = 0,172 neper/miglio

e quindi: 0,172 neper/miglio × 8,686 = 1,494 db/miglio

12 - Conduttori: tabelle di conversione.

SCALE INGLESI E AMERICANE RAPPORTATE IN mm.

Sigla numerica	Standard Wire Gauge (S W G)		Birmingham Wire Gauge (B W G)		American Wire Gauge o Brown & Sh Wire Gauge (A W G)	
	mils (*)	mm.	mils (*)	mm.	mils (*)	mm.
7	176	4,5	180	4,6	144,3	3,7
8	160	4,1	165	4,2	128,5	3,3
9	144	3,7	148	3,8	114,4	2,9
10	128	3,3	134	3,4	101,9	2,6
11	116	2,9	120	3	90,7	2,3
12	104	2,6	109	2,8	80,8	2,05
13	92	2,3	95	2,4	72,0	1,8
14	80	2,0	83	2,1	64,1	1,6
15	72	1,8	72	1,8	57,1	1,45
16	64	1,6	65	1,65	50,8	1,3
17	56	1,4	58	1,5	45,3	1,15
18	48	1,2	49	1,25	40,3	1,0
19	40	1,0	42	1,1	35,9	0,91
20	36	0,91	35	0,89	32,0	0,81
21	32	0,81	32	0,81	28,5	0,72
22	28	0,71	28	0,71	25,0	0,64
23	24	0,61	25	0,64	22,6	0,57
24	22	0,56	22	0,56	20,1	0,51
25	20	0,51	20	0,51	17,9	0,45
26	18	0,46	18	0,46	15,9	0,40
27	16,4	0,42	16	0,41	14,2	0,32

CONDUTTORI NORMALI DEL BRITISH POST OFFICE

TIPO	peso (libbre / miglio)	peso (Kg / Km)	Ø (pollici)	Ø (mm.)
I	**6,5**	1,82	0,020	**0,51**
—	**9,25**	2,60	0,024	**0,61**
II	**10**	2,86	0,025	**0,64**
—	**12,50**	3,58	0,028	**0,71**
III	**20**	5,83	0,035	**0,90**
IV	**40**	11,27	0,050	**1,27**
—	**60**	19,70	0,066	**1,68**
—	**100**	28,52	0,079	**2,02**
—	**150**	42,30	0,097	**2,46**
—	**200**	56,77	0,112	**2,85**
—	**300**	85,16	0,137	**3,48**

(*) mils = abbreviazione di « millesimo di pollice »

13 - Spettro completo delle frequenze e lunghezze d'onda.

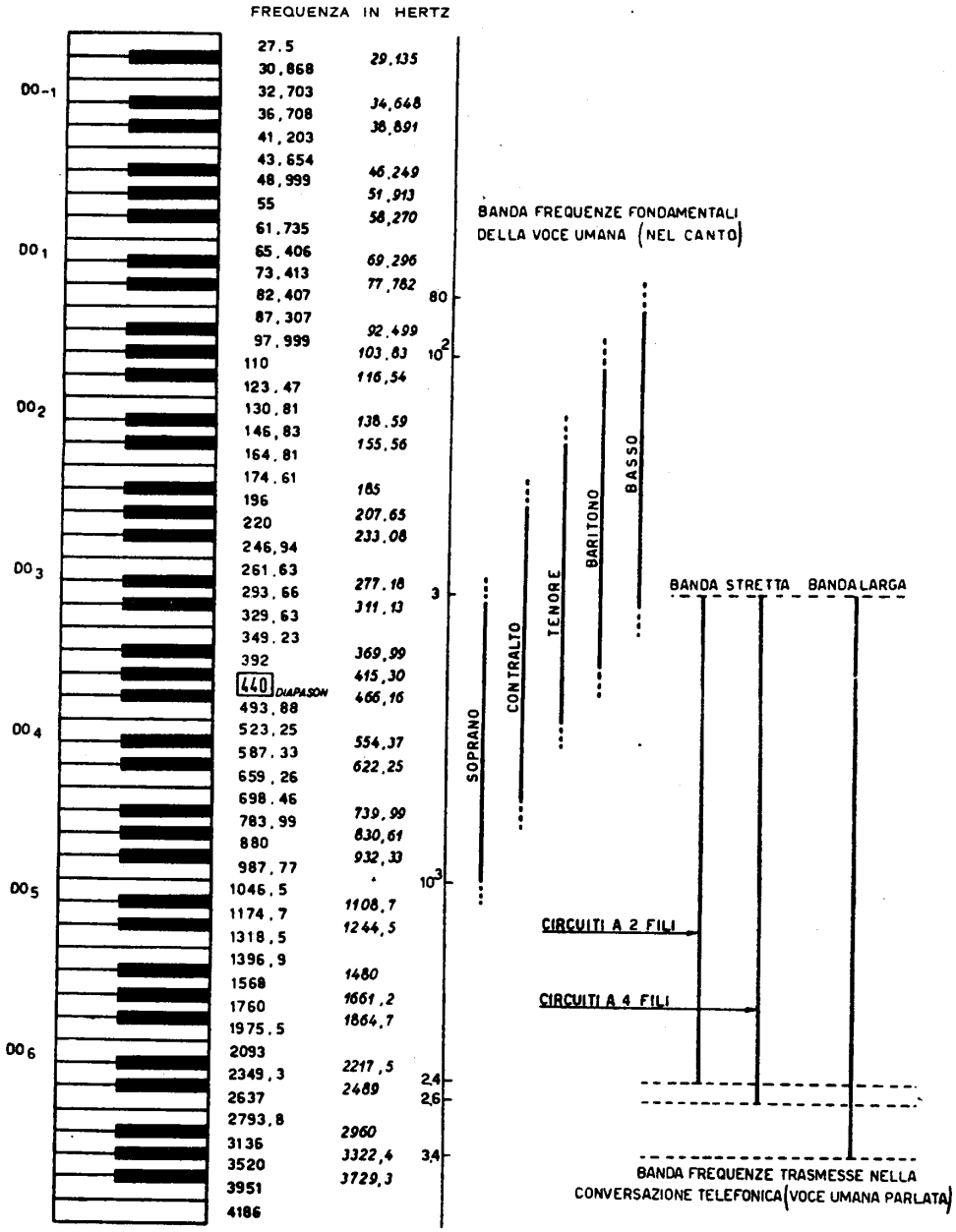
NOTE - Le sigle relative alle definizioni di frequenza in inglese, corrispondono alla nomenclatura stabilita dalla Convenzione Generale di Atlantic City - 1947.

f	λ	CAMPO DI APPLICAZIONE
0	∞	corrente continua
16 2/3 Hz	18066,7 Km	bassissime frequenze (VLF - very low frequency) - trazione
25 »	12000 »	frequenze foniche - corrente di chiamata telefonica
42 »	7142,8 »	» » corrente industriale
45 »	6666,6 »	» » » »
50 »	6000 »	» » » » (utensili portatili)
60 »	5000 »	» » » » » »
90 »	3333,3 »	» » » » » »
100 »	3000 »	» » » » » »
120 »	2500 »	» » » » » »
150 »	2000 »	» » » » » »
180 »	1666,6 »	» » » » » »
200 »	1500 »	» » » » » »
300 »	1000 »	» » » » » »
350 »	857,14 »	» » » » » »
360 »	933,33 »	» » » » » »
400 »	750 »	» » » » utens. portat. per aerei
450 »	666,66 »	» » » » segnali centr.le telef.
600 »	500 »	» » » »
800 »	375 »	» » di riferimento nelle misure telefoniche
1000 »	300 »	» » corrente industriale (apparati elettronici)
1200 »	250 »	» » » » » »
2000 »	150 »	» » » » » »
2400 »	125 »	» » » » » »
3000 »	100 »	» » » » » »
3500 »	85,714 »	» » » » » »
4000 »	75 »	frequenze vettrici » »
5000 »	60 »	» » » » »
9000 »	33,333 »	» » corrente industriale (apparati elettronici)
10 KHz	30000 metri	frequenze vettrici
20 »	15000 »	» »
30 »	10000 »	» » basse frequenze (LF - low frequency)
100 »	3000 »	» » » » » » »
120 »	2500 »	» » » » » » »
150 »	2000 »	» » » » » » »
300 »	1000 »	medie frequenze (MF - medium frequency)
1000 »	300 »	» » » » »
1500 »	200 »	» » » » »
3000 »	100 »	alte frequenze (HF - High frequency)
3333,33 »	90 »	» » » » »
3750 »	80 »	» » » » »
4285,91 »	70 »	» » » » »
5000 »	60 »	» » » » »
6000 »	50 »	» » » » »
7500 »	40 »	» » » » »
10000 »	30 »	» » » » »
15000 »	20 »	» » » » »

(Segue) **Spettro completo delle frequenze e lunghezze d'onda.**

f	λ	CAMPO DI APPLICAZIONE
30 M Hz	10 metri	Altissime frequenze (VHF - very hig frequency)
33,333 »	9 »	» » » » » »
37,5 »	8 »	» » » » » »
42,8591 »	7 »	» » » » » »
50 »	6 »	» » » » » »
60 »	5 »	» » » » » »
75 »	4 »	» » » » » »
100 »	3 »	» » » » » »
150 »	2 »	» » » » » »
300 »	1 »	Ultra alte frequenze (UHF - Ultra hig frequency)
333,33 »	90 cm	» » » » » » »
375 »	80 »	» » » » » » »
428,591 »	70 »	» » » » » » »
500 »	60 »	» » » » » » »
600 »	50 »	» » » » » » »
750 »	40 »	» » » » » » »
1000 »	30 »	» » » » » » »
1500 »	20 »	» » » » » » »
3000 »	10 »	Super alte frequenze (SHF - Super high frequency)
30000 »	1 »	Estremamente alte frequenze (EHF - extremely high frequency)
100000 »	3 mm	» » » » » » »
300000 »	1 »	» » » » » » »
1.10^{12} Hz	0,3 »	Raggi infrarossi
3.10^{12} »	0,1 »	» »
1.10^{13} »	30 μ	» »
3.10^{13} »	10 »	» »
1.10^{14} »	3 »	» »
3.10^{14} »	1 »	» »
$3,945\ 10^{14}$ »	0,759406 »	luce visibile - riga rossa estrema dell'ossigeno (7594,06 Å)
$4,658\ 10^{14}$ »	0,6440249 »	» » - riga rossa del cadmio nel vuoto (6440,249 Å)
$5,09\ 10^{14}$ »	0,5893 »	» » - media tra le due righe del sodio (5893 Å)
$6,109\ 10^{14}$ »	0,486150 »	» » - riga F verde - mare dell'idrogeno
$7,59\ 10^{14}$ »	0,395 »	raggi ultravioletti (3950 Å)
1.10^{15} »	0,3 »	» » »
3.10^{15} »	0,1 »	» » »
1.10^{16} »	30 mμ	» »
$2,20\ 10^{16}$ »	13,6 »	raggi X
3.10^{16} »	10 »	» »
1.10^{17} »	3 »	» »
3.10^{17} »	1	» »
1.10^{18} »	0,3 »	» »
3.10^{18} »	0,1 »	» »
1.10^{19} »	30 μμ	» »
2.10^{19} »	15 »	raggi γ
3.10^{19} »	10 »	» »
1.10^{20} »	3 »	» »
3.10^{20} »	1 »	» »
6.10^{20} »	0,5 »	» »
1.10^{21} »	0,3 »	» »
3.10^{21}	0,1 »	» »

14 - Spettro delle frequenze vocali.



QUALITÀ	Diametro o formazione (mm.)	Toller. (mm.)	Sez. teorica (mmq.)	CARATTERISTICHE TECNOLOGICHE: carico di rottura: unitar. Kg/mmq.	carico di rottura: Totale (Kg.)	allung. su 200 mm.: min. (%)	allung. su 200 mm.: max. (%)	torsioni n. minimo giri	piegat. su ganasce: min. (°)	piegat. su ganasce: raggio (mm.)	CARATTERIST. ELETTRICHE (a 20° cent.): resistenza elettrica doppino (ohm/Km.)	CARATTERIST. ELETTRICHE: attenuaz. 800 Hz. (mN/Km.)	CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE: peso per Km. filo: minimo (Kg.)	peso per Km. filo: max. (Kg.)	caratteristiche matasse: lunghezza (m.)	caratteristiche matasse: peso (Kg.)	caratteristiche matasse: Ø int. (cm.)	caratteristiche matasse: ingombro medio (mc.)
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	XIII	XIV	XV	XVI	XVII	XVIII	XIX
BRONZO FOSFOROSO																		
resistività max.	2	±00,2	3,14	60	188,50	1	3,5	24	6	5	**13,37**	8,1	27,37	28,49	1400 ÷ 1450	40	41 ÷ 45	0,035
0,021 ohm x mmq./m.	2,5	±0,03	4,91	59	289,62	1	3,5	21	5	5	**8,56**	5,7	42,60	44,69	900 ÷ 940	40	41 ÷ 45	0,035
coeff. temper. 0,003	3	±0,03	7,07	57,5	406,42	1	3,5	18	4	5	**5,94**	4,2	61,59	64,10	625 ÷ 650	50	41 ÷ 45	0,035
ACCIAIO ZINCATO																		
resistività max.	2	±0,04	3,14	130	408,41	4	—	16	6	5	**123,68**	40,5	23,43	25,89	1900 ÷ 2100	50	45	0,030
0,21 ohm x mmq./m.	2,5	±0,05	4,91	130	638,14	4,5	—	12	4	5	**85,56**	32,7	36,61	40,46	1240 ÷ 1360	50	45	0,030
coeffic. temper. 0,003	3	±0,05	7,07	130	919,91	5	—	8	8	10	**59,42**	29,9	52,71	58,26	860 ÷ 950	50	45	0,030
	4	±0,08	12,57	120	1508,1	5	—	7	7	10	**33,42**	18,2	93,71	103,58	480 ÷ 530	50	45	0,030
COPPERWELD	mm. cond.					(4)							medio					
resistività max. 40%	**2,05** 40%	±0,04	3,31	107,5	356	1,5	—	20	—	—	**26,59**	15,5	26,97		3340 ÷ 3710	90 ÷ 100	45	0,058
0,04 ohm x mmq./m.	**2,59** 40%	±0,04	5,26	97,3	512	1,5	—	20	—	—	**16,71**	11,2	42,87		2100 ÷ 2340	90 ÷ 100	45	0,058
resistività max. 30%	**2,59** 30%	±0,04	5,26	106,1	558	1,5	—	20	—	—	**22,28**	13,9	42,87		2100 ÷ 2340	90 ÷ 100	45	0,058
0,0526 ohm x mmq./m.	**2,64** 40%	±0,04	5,48	97,3	534	1,5	—	20	—	—	**16,04**	10,9	44,67		2010 ÷ 2240	90 ÷ 100	45	0,058
coeffic. temper. 0,0038	**2,64** 30%	±0,04	5,48	106,2	582	1,5	—	20	—	—	**21,40**	13,4	44,67		2010 ÷ 2240	90 ÷ 100	45	0,058
LEGA ALLUMINIO		per fili		per fili		per fili												
resistività max.	**3 x 1,50** (0)	±0,03	5,30	30	154	4	—	18	6	5	**12,51**	7,75	14,60		2060	30	50	0,075
0,0576 ohm x mmq./m.	**3 x 2** (1)	±0,03	9,42	29	274	4	—	17	5	5	**7,03**	4,5	25,96		1150	30	50	0,075
coeffic. temper. 0,0036	**3 x 2,35** (2)	±0,03	13,01	30	378	5	—	15	4	5	**5,09**	3,75	35,80		850	30	50	0,075
CORDA BIMETALLICA	**4,5** (3)	—	12,4	—	1100	per fili —	—	—	—	—	**9,30**	—	70		5000	su bobina legno 415	50	0,325
	p. fili acciaio	± 0,03	—	130	—	4	—	22	10	5	—	—	—		—	—	—	—
	p. fili allum.	± 0,03	—	17	—	1	—	36	10	5	—	—	—		—	—	—	—

(0) Passo cordat. mm.: 35 - (1) 40 - (2) 45 - (3) Formaz. - anima: 1 filo acciaio zinc. Ø mm. 1,5 — corona: 3 fili acciaio Ø mm. 1,5 e 3 fili allum. Ø mm. 1,5 altern. - passo cord. 60 mm.
(4) Allungamento su 254 mm.

NOTE - a) I conduttori di acciaio zincato devono sopportare le prove di zincatura (Preece: 3 immersioni di 1 minuto primo per i conduttori di Ø da mm. 2 a 2,49 e 4 di 1 minuto primo per i diametri superiori) e di aderenza (avvolgimento ad elica ed a spire combacianti su mandrino di Ø 4 volte superiore a quello del filo). (Norme CEI fasc. 37).

b) Le prove di torsione devono essere effettuate: **per i conduttori di bronzo** su lunghezza utile di 200 mm. e sotto una sollecitazione di 2 Kg. per mmq. (sollecitazione massima 10 Kg.), la velocità deve essere uniforme di circa un giro per secondo; **per i conduttori di acciaio** su lunghezza utile di 200 mm. e sotto una sollecitazione di 10 Kg., la velocità deve essere uniforme di circa un giro per secondo; **per i conduttori di copperweld** su lunghezza utile di 205 mm. per il Ø di 2,05 e 264 mm. per i Ø di 2,59 e 2,64; **per i conduttori di alluminio** su lunghezza utile di 200 mm. e sotto una sollecitazione di 1 Kg. per mmq. (sollecitazione massima 5 Kg.), la velocità deve essere uniforme di circa 1 giro per secondo. (Norme CEI fasc. 37 e pubbl. COPPERWELD STEEL CO 1946).

c) Le caratteristiche dei conduttori di alluminio riportate nelle colonne V - VII - IX - X - XI - sono valide se controllate su fili destinati alla esecuzione di corde ma provati prima della loro cordatura. (Norme CEI fasc. 37).

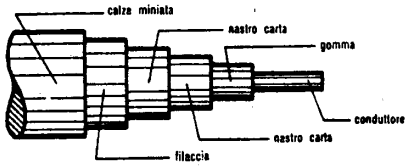
d) L'attenuazione è valida per distanze tra i fili di 424 mm., (diagonale quadrato 300 mm.), linea su isolatori tipo 2, conduttanza in derivazione nulla (g = 0), frequenza 800 Hz — per il copperweld 1000 Hz.

e) La conducibilità dei conduttori di copperweld è riferita a quella di conduttori in rame di ugual diametro ed è misurata alla frequenza di 1000 Hz.

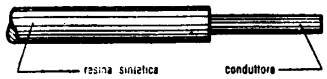
16 - Conduttori aerei rivestiti per attraversamenti.

CONDUTTORE				CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE										CARATTER. ELETTRICHE		
				rivestimento tipo hacketal					rivestimento in resina sintetica							
					caratteristiche matasse					caratteristiche matasse						
QUALITÀ	diametro o formazione (mm.)	tolleranza (mm.)	sezione teorica (mmq.)	peso medio (Kg./Km.)	peso (Kg.)	lunghezza (m.)	Ø interno (cm.)	ingombro medio (mc.)	peso medio (Kg./Km.)	peso (Kg.)	lunghezza approssim. (m.)	Ø interno (cm.)	ingombro medio (mc.)	perforazione a corrente alternata 50 Hz. (V)	isolamento a 200 V 80 °C. (M ohm/Km.)	resistenza elettrica doppino (ohm/Km.)
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	XIII	XIV	XV	XVI
BRONZO FOSFOROSO	2	± 0,02	3,14	84,7	50	550	45 ÷ 50	0,035	41,—	50	1200	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	13,37
	2,5	± 0,03	4,91	103	50	500	45 ÷ 50	0,035	56,—	50	900	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	8,56
	3	± 0,03	7,07	132,8	50	350	45 ÷ 50	0,035	85,—	50	600	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	5,94
ACCIAIO ZINCATO	2	± 0,04	3,14	82	50	550	45 ÷ 50	0,035	37,—	50	1350	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	123,68
	2,5	± 0,05	4,91	100	50	500	45 ÷ 50	0,035	54,—	50	930	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	85,56
	3	± 0,05	7,07	127,8	50	500	45 ÷ 50	0,35	76,—	50	650	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	59,42
	4	± 0,08	12,57	170	50	300	45 ÷ 50	0,035	120,—	50	420	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	33,42
COPPERWELD	2,05	± 0,04	3,31	—	—	—	—	—	42,50	30	1100	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	cond. 40% 26,59
	2,59	± 0,04	5,26	—	—	—	—	—	58,30	50	850	45 ÷ 50	0,035	20 000	150	40% 16,71 30% 22,28
	2,64	± 0,04	5,48	—	—	—	—	—	60,—	50	850	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	40% 16,04 30% 21,40
LEGA DI ALLUMINIO	3 x 1,50	sul filo ± 0,03	5,30	70	50	650	45 ÷ 50	0,035	44,5	50	1100	45 ÷ 50	0,035	20 000	150	12,51
	3 x 2	± 0,03	9,42	88	50	570	45 ÷ 50	0,035	70,—	50	715	45 ÷ 50	0,035	20.000	150	7,03
	3 x 2,35	± 0,03	13,01	100	50	500	45 ÷ 50	0,035	86,—	50	580	45 ÷ 50	0.035	20.000	150	5,09

RIVESTIMENTO IN HACKETAL



RIVESTIMENTO IN RESINA SINTETICA



Per le caratteristiche tecnologiche del filo conduttore, vedere tavola H 1 « conduttori aerei ».

Lunghezza (m.)	NON TRATTATI dimensioni: circ. alla cima (cm.)	circ. 2 m. dalla base (cm.)	volume medio (mc.)	TRATT. RÜPING dimensioni: circ. alla cima (cm.)	circonf. a 2 m. dalla base (cm.)	vol. medio (mc.)	TRATTAMENTO KYAN dimensioni: circ. alla cima (cm.)	circonf. a 2 m. dalla base (cm.)	vol. medio (mc.)	mantello protettore: alt. totale (m.)	alt. fuori terra (m.)	alt. entro terra (m.)	dist. dalla base (m.)	Peso appross. del palo (Kg.): non trattato	trattato: sist. Rüping	sist. Kyan	Dimensioni buca d'infissione: antiscavo: lunghezza (m.)	larghezza (m.)	profondità (m.)	scavo: diametro (m.)	profondità (m.)
6,50	30	50	0,103	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	75	—	—	—	—	—	—	—
7	—	—	—	—	—	—	38	47÷50	0,115	1,30	0,70	0,60	0,70	—	—	70	1,20	0,40	0,30	0,25	1,—
7,50	32	53	0,130	37,5	53÷57	0,151	38	47÷50	0,122	1,30	0,70	0,60	0,70	100	100	80	1,20	0,40	0,30	0,25	1,—
8	34	55	0,148	41	57÷60	0,175	38	51÷52	0,142	1,30	0,70	0,60	0,70	120	130	90	1,30	0,40	0,30	0,30	1,—
8,50	35	57	0,170	41	57÷60	0,185	38	51÷52	0,149	1,30	0,70	0,60	0,70	130	145	100	1,30	0,40	0,30	0,30	1,—
9÷9,50	40	63	0,22÷0,23	44	63÷66	0,230	41	55÷56	0,183	1,30	0,70	0,60	0,80	160	160	127	1,35	0,40	0,40	0,35	1,—
10÷10,50	41	66	0,26÷0,27	47	66÷69	0,250	41	58÷59	0,214	1,30	0,70	0,60	0,90	195	170	150	1,40	0,50	0,50	0,35	1,—
11÷11,50	42	70	0,31÷0,32	50	72÷75	0,380	44	61÷62	0,262	1,30	0,70	0,60	1,05	250	220	210	1,45	0,50	0,55	0,40	1,10
12÷12,50	43	73	0,36÷0,37	53	79÷82	0,455	44	64÷65	0,325	1,40	0,70	0,70	1,10	315	266	250	1,50	0,50	0,70	0,40	1,10
13÷13,50	44	76	0,41÷0,42	—	—	—	47	68÷69	0,387	1,50	0,70	0,80	1,15	400	—	320	1,50	0,50	0,75	0,40	1,20
14÷14,50	45	82	0,50÷0,51	56	85÷88	0,630	47	70÷72	0,416	1,60	0,70	0,90	1,20	435	435	345	1,60	0,60	0,85	0,45	1,25
15÷15,50	48	90	0,62÷0,64	—	—	—	47	74÷75	0,473	1,70	0,70	1,—	1,25	510	—	400	1,70	0,60	0,90	0,45	1,35
16	—	—	—	63	94÷97	0,910	50	77÷78	0,552	—	—	—	—	—	650	470	—	—	—	—	—

PALI NON TRATTATI

Essenze legnose: castagno.

Le dimensioni riportate devono intendersi come minime.

Età degli alberi da abbattere:

per pali da mt. 7,50 a 8,50 anni 23 — per pali da mt. 9 a 9,50 anni 28
» » » » 10 a 10,50 » 31 — » » » » 11 » 11,50 » 34
» » » » 12 a 12,50 » 37 — » » » » 13 » 13,50 » 40
» » » » 14 a 14,50 » 43 — » » » » 15 » 15,50 » 43

(Tolleranza sull'età anni 3 in più o in meno)

Stagionatura: mesi 6. **Durata media** del palo in opera anni 20.

PALI TRATTATI CON IL SISTEMA RÜPING

Essenze legnose: pino silvestre e larice.

Trattamento: Iniezione di olio di catrame, densità 1÷1,10, alla pressione di 5,5÷7 atmosfere e alla temperatura di 70°÷100° C. per 30 minuti primi e successiva depressione di 60÷65 cm. di colonna di mercurio per 10 minuti primi. Impregnazione di ogni palo pari a 70 Kg. per mc.

Le circonferenze riportate devono intendersi come minime, tuttavia sono ammesse tolleranze in eccesso di 9 cm. sul 10% dei pali costituenti la partita, e di 3 cm. in difetto sulle circonferenze di punta e a 2 m. dalla base.

Stagionatura: mesi 6. **Durata media** del palo in opera anni 20.

PALI TRATTATI CON IL SISTEMA KYAN

Essenze legnose: per ogni partita: abete rosso 50%, pino silvestre e larice 50%.

Trattamento: Iniezione di $HgCl_2$ (cloruro mercurico) al 0,66%. - Durata del procedimento giorni 10.

Tolleranze sulla circonferenza alla cima: ± 2 cm. per pali da 7,50 e 8 m.
± 3 cm. per pali di lunghezza superiore agli 8 m.
a 2 m. dalla base: ± 3 cm. per tutte le lunghezze.

Stagionatura mesi 6. **Durata media** del palo in opera anni 15.

18 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), spessori del piombo e del rivestimento.

A) - SPESSORI (s) DELLA GUAINA DI PIOMBO IN FUNZIONE DEI DIAMETRO (D) SULL'ANIMA

1) - Cavi urbani a coppie e a bicoppie stella formazione a corona

Capitolati Pirelli SA3-35039, 35040, 37021, 37044 e modifiche del 10 Giugno 1943

a) **- Sottopiombo o jutati**

s = 0,9 + 0,035 D (per D fino a 30 mm.)
s = 1,2 + 0,025 D (per D oltre 30 mm.)
spessore minimo 1,3 mm.

b) **- Armati**

s = 0,9 + 0,025 D - spessore minimo 1,2 mm.

2) - Cavi urbani a bicoppie stella, diametro conduttori 0,4 mm., formazione a gruppi

Capitolato Ascot edizione ottobre 1948

a) **- Sottopiombo, jutati e armati**

s = 0,9 + 0,035 D - spessore minimo 1,3 mm.

Capitolato Ascot edizione novembre 1948

a) **Sottopiombo e jutati**

S = 0,9 + 0,035 D - spessore minimo 1,3 mm.

b) **Armati**

S = 0,9 + 0,030 D - spessore minimo 1,3 mm.

Modifiche al Capitolato Ascot edizione novembre 1948 apportate dalle Società del Gruppo Pirelli.

a) **Sottopiombo e jutati**

s = 0,9 + 0,035 D (per D fino a 30 mm.)
s = 1,2 + 0,025 D (per D oltre 30 mm.)
spessore minimo 1,3 mm.

b) **Armati**

s = 0,9 + 0,030 D (per D fino a 35 mm.)
s = 1,1 + 0,025 D (per D oltre 35 mm.)
spessore minimo 1,3 mm.

B) - SPESSORI DELLA PROTEZIONE ESTERNA

1) - Cavi urbani a coppie e a bicoppie stella formazione a corona

Capitolato Pirelli SA3-35039, 35040, 37021, 37044 e modifiche del 10 Giugno 1943

a) **Jutati**

Ø esterno piombo (mm.):	fino 15	15,1÷55	oltre 55
spessore rivestimento (mm.):	2,5	2,5	3

b) **Armati**

Ø esterno piombo (mm.):	fino 15	15,1÷55	oltre 55
spessore rivestimento (mm.):	6,5	5,5	6,8

Ø fino a 15 mm.: armatura con fili di ferro - oltre 15 mm.: armatura con nastri di ferro.

2) - Cavi urbani a bicoppie stella, diametro conduttori 0,4 mm., formazione a gruppi

Capitolato Ascot ediz. ottobre e novembre 1948

a) **Jutati**

Ø esterno piombo (mm.):	fino 34,9	35÷54,9	55÷85
spessore rivestimento (mm.):	2,5	3	3,5

b) **Armati**

armatura con fili di ferro.

Ø esterno piombo (mm.):	fino 12	12,1÷35	35,1÷45
spessore rivestimento (mm.):	6	6,5	7

armatura con nastri di ferro

Ø esterno piombo (mm.):	fino 35	35,1÷55	55,1÷85
spessore rivestimento (mm.):	5	5,8	6.3

RAGGUAGLIO FRA I CAPITOLATI CAVI

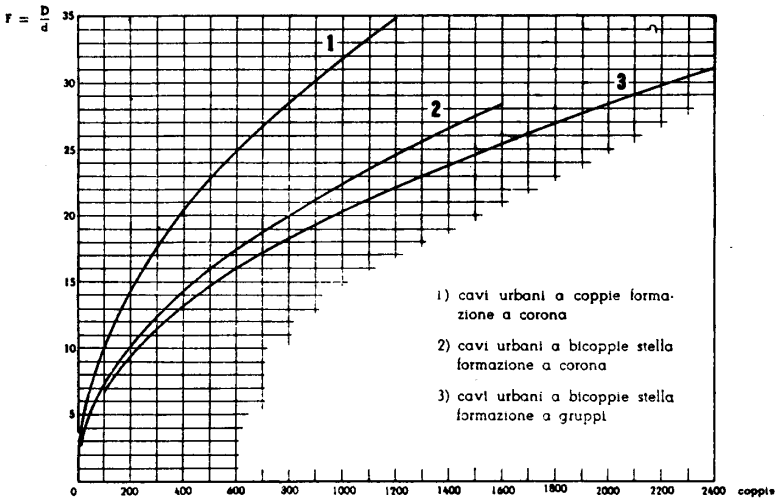
TIPO DI CAVO	N° CAPITOLATO				
	Stipel-Telve-Time	Teti	Set	P. P. T. T.	Pirelli
Cavi urbani a coppie "Patterson"	C 121			254	SA3-35039
» urbani a bicoppie stella form. a corona	C 122			—	35040
» » a bicoppie stella form. a gruppi	C 128 (Ascot)			—	—
» Rotterdam	C 124			—	—
» flessibili per Centrali	C 120			—	—
» tessili per impianti interni	C 110 - C 113			—	24034-23016
» antiinduttivi a semplici conduttori	C 115			—	—
» interurbani a bicoppie stella	C 127			163	37044
» » » » Dieselhorst - Martin	C 123			183	37021

19 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), unità di cablaggio, fattore di cablaggio.

DIAMETRI E AREE DELLE UNITÀ DI CABLAGGIO

diametro conduttore (mm.)	formazione a coppie		formazione a bicoppie stella		formazione a bicoppie D. M.	
	diametro (mm.)	area (mmq.)	diametro (mm.)	area (mm.)	diametro (mm.)	area (mmq.)
0,4	—	—	**2,42**	3,80	—	—
0,5	**1,99**	3,10	**2,56**	5,16	—	—
0,6	**2,35**	4,35	**2,96**	6,90	—	—
0,7	**2,81**	6,18	**3,44**	9,27	—	—
0,9	—	—	**4,31**	14,60	**4,43**	15,40
1,3	—	—	**6,33**	31,40	**6,46**	32,80

Andamento del fattore di cablaggio



Le aree ed i diametri delle unità di cablaggio si riferiscono ai seguenti capitolati:
1) Cavi urbani a coppie: Ø conduttori 0,5 - 0,6 - 0,7 mm.: Pirelli SA3-35039 edizione 1940 in vigore fino a tutto il 1948. - 2) Cavi urbani a corona a bicoppie stella: Ø conduttori 0,4 - 0,5 - 0,6 - 0,7 mm.: Pirelli n° 35040 edizione 1938. - 3) Cavi urbani a gruppi a bicoppie stella: Ø conduttori 0,4 mm.: Ascot edizione ottobre 1948 in vigore fino a tutto il 1948. - 4) Cavi interurbani a bicoppie stella Ø conduttori 0,9 - 1,3 mm.: Pirelli n° 37044 edizione 1922. - 5) Cavi interurbani a bicoppie "D M" Ø conduttori 0,9 - 1,3 mm.: Pirelli n° 37021 edizione 1922.

CALCOLO DEL DIAMETRO SULL'ANIMA E DEI DIAMETRI ESTERNI

d = diametro dell'unità di cablaggio **D** = diametro dell'anima **F** = fattore di cablaggio

$$D = F \times d$$

Desiderando calcolare il diametro sul piombo, occorre aggiungere al diametro dell'anima il doppio del valore dello spessore ricavato con le formule riportate in "A" Tav. I 1. Desiderando invece il diametro sul rivestimento protettivo, occorre aggiungere al diametro sul piombo il doppio dello spessore riportato in "B", Tav. I 1.

Esempi:

1) Calcolare il diametro approssimato sull'anima, sul piombo, e sul rivestimento esterno, di un cavo a 100 coppie 6/10 jutato.
calcolo Ø sull'anima: D = F × d = 10,11 × 2,35 = 23,80 mm.
calcolo dello spessore della guaina di piombo:
s = 0,9 + 0,035 D = 0,9 + 0,035 × 23,80 = 1,75 mm.
calcolo del diametro sul piombo:
Ø sul pb. = D + 2 s = 23,80 + 3,50 = 27,30 mm.
calcolo del diametro sulla jutatura:
Ø sulla juta = Ø sul pb. + 5 = 27,30 + 5 = 32,30 mm.

2) Calcolare il diametro approssimato sull'anima, sul piombo e sul rivestimento esterno, di un cavo a 400 coppie 5/10 armato
calcolo Ø sull'anima: D = F × d = 20,45 × 1,99 = 40,69 mm.
calcolo dello spessore della guaina di piombo:
s = 0,9 + 0,025 D = 0,9 + 0,025 × 40,69 = 1,917 = 1,90 mm.
calcolo del diametro sul piombo:
Ø sul pb. = D + 2 s = 40,69 + 3,8 = 44,49 mm.
calcolo del diametro sull'armatura:
Ø sulla arm. = Ø sul pb. + 11 = 44,49 + 11 = 55,49 mm.

20 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), cavi urbani a coppie.

FORMAZIONE E FATTORE DI CABLAGGIO

unità cablaggio (n°)	unità scorta (n°)	numero d'ordine degli strati																				Fattore di cablaggio $F = \frac{D}{d}$
		nucleo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	
		numero di unità nello strato																				
1	—	1																				1
5	1	1	5																			2,82
10	1	3	8																			3,60
20	1	1	7	13																		4,86
30	1	4	10	17																		5,70
40	1	2	7	13	19																	6,49
50	2	4	10	16	22																	7,34
70	2	2	8	14	21	27																8,50
100	3	2	8	14	20	26	33															10,11
150	4	4	10	16	22	28	34	40														12,31
200	5	4	10	16	23	29	35	41	47													14,15
300	7	3	9	15	22	28	34	40	46	52	58											17,69
400	8	1	7	13	19	25	31	37	43	49	55	61	67									20,45
500	9	3	9	15	21	27	33	39	45	51	57	63	70	76								22,68
600	11	4	10	16	22	28	35	41	47	53	59	65	71	77	83							24,88
700	12	1	6	12	18	24	30	36	41	47	53	59	65	71	77	83	89					26,70
800	15	1	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60	66	72	78	84	89	95				28,45
900	16	1	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60	66	72	78	84	89	95	101			30,10
1000	20	1	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60	66	71	77	83	89	95	101	107		31,80
1200	20	4	10	16	22	28	34	40	46	52	58	64	70	76	82	88	94	100	106	112	118	34,85

Nota - I fattori di cablaggio sono riferiti al capitolato Stipel C 121 edizione Febbraio 1940 in vigore fino a tutto il 1948.

21 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), formazione e fattore di cablaggio.

FORMAZIONE CAVI URBANI A BICOPPIE STELLA A CORONA (4/10, 5/10, 6/10 e 7/10)

unità cablaggio (n°)	unità scorta (n°)	numero d'ordine degli strati: nucleo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	Fattore di cablaggio $F = \frac{D}{d}$
		numero di unità nello strato																	
1		1																	1
25	1	2	9	15															5,22
50	2	4	10	16	22														7,15
75	2	3	9	15	22	28													8,76
100	2	2	8	14	20	26	32												10,06
125	3	1	6	12	18	24	30	37											11,33
150	4	4	10	16	22	28	34	40											12,41
200	4	4	10	16	22	29	35	41	47										14,29
250	5	4	10	16	22	28	34	41	47	53									15,91
300	6	3	9	15	21	28	34	40	46	52	58								17,35
400	8	1	7	13	19	25	31	37	43	49	55	61	67						19,97
500	10	3	9	15	21	27	33	39	45	51	57	64	70	76					22,37
600	11	4	10	16	22	28	35	41	47	53	59	65	71	77	83				24,50
800	12	1	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60	66	71	77	83	89	95	28,33

Nota - I fattori di cablaggio sono riferiti al capitolato Pirelli 35040 edizione 1938

FORMAZIONE CAVI URBANI A BICOPPIE STELLA A GRUPPI (4/10)

unità cablaggio (n°)	numero gruppi	numero d'ordine degli strati: nucleo	1	2	Fattore di cablaggio $F = \frac{D}{d}$	unità cablaggio (n°)	numero gruppi	numero d'ordine degli strati: nucleo	1	2	Fattore di cablaggio $F = \frac{D}{d}$
		numero dei gruppi nello strato						numero dei gruppi nello strato			
50	1	1			6,69	**600**	12	4	8		22,10
100	2	2			9,30	**700**	14	1	4	9	23,80
150	3	3			11,45	**800**	16	2	5	9	25,45
200	4	4			13,10	**900**	18	2	6	10	26,98
300	6	1	5		16 —	**1000**	20	2	7	11	28,35
400	8	2	6		18,25	**1100**	22	3	7	12	29,75
500	10	3	7		20,25	**1200**	24	4	8	12	31,05

Nota - I fattori di cablaggio sono riferiti al capitolato Ascot edizione ottobre 1948 in vigore fino a tutto il 1948
Le bicoppie di scorta sono distribuite in ragione di due ogni gruppo
Il gruppo di 50 bicoppie ha formazione a corona

22 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani formazione a corona.

Osservazione - Le prescrizioni corrispondono a quelle del capitolato Pirelli SA3-36539 edizione 1940 e modifiche del 10 giugno 1943 per i **cavi a coppie** e del capitolato 35040 per i **cavi a bicoppie stella.**

PRESCRIZIONI ELETTRICHE

Resistenza d'isolamento - 5000 MOhm x Km con f. e. m. > 300 V. dopo un minuto primo di elettrizzazione e temperatura ≥ 15 °C.

Resistenza elettrica conduttori - Ø 0,4 mm.: ≤ 145 Ω/Km.; Ø 0,5 mm.: ≤ 93 Ω/Km.; Ø 0,6 mm.: ≤ 63 Ω//Km; Ø 0,7 mm.: ≤ 45,5 Ω/Km.

Sul diametro del conduttore è concessa una tolleranza del 5% in più

Per i cavi finiti si ammettono i seguenti aumenti di resistenza elettrica:
1% quando il diametro medio di cordatura è compreso fra 35 e 50 mm.
2% » » » » » » » » » 50 e 65 mm.
3% » » » » » » » » » 65 e 80 mm.

Resistività rame: 0,0176 ohm mmq/m. - **Coefficiente di temperatura**: 0,00393

Capacità elettrostatica

cavi a coppie	cavi a bicoppie stella
potenzialità ≤ 400 coppie = 65 nF/Km.	potenzialità ≤ 200 bicoppie = 77 nF/Km.
» > 400 coppie = 70 nF/Km.	> 200 bicoppie = 80 nF/Km.

Capacità mutua media a 800 Hz

—	cavi a bicoppie stella
—	potenzialità ≤ 200 bicoppie = 38,5 nF/Km.
	» > 200 bicoppie = 40 nF/Km.

Squilibri di capacità a 800 Hz - coppia/coppia (sia della stessa bicoppia, sia di bicoppie adiacenti): ≤ 150 pF su 250 m., per il 90% delle misure; per il 10% fino a 250 pF.

Fattore di correzione dei limiti soprascritti, quando la pezzatura ha una lunghezza diversa da 250 m.:

$$\frac{\text{lunghezza pezzatura}}{250}$$

PRESCRIZIONI TECNOLOGICHE PER IL MATERIALE USATO NELLA FABBRICAZIONE

Conduttori - Rame élettrolitico ricotto - allungamento alla rottura ≥ 20% (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 200 mm.) - numero torsioni ≥ 50 (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 150 mm. e senza carico.)

Nastro di carta - Controllo da eseguirsi su rotolo: lunghezza di rottura Km. 4 - dopo immersione in acqua per 24 ore e essicato: Km. 3,500 - Controllo da eseguirsi su nastri prelevati dal cavo e sottoposti alle due prove precedenti: rispettivamente Km. 3,750 e Km. 3,250.

Guaina di piombo - *a*) cavi armati: **piombo puro del commercio**
b) cavi sottopiombo:

lega piombo - stagno composta da **piombo** 98% e **stagno** 2%

lega ternaria I composta da **cadmio** 0,2 ÷ 0,35%, - **antimonio** 0,4 ÷ 0,7% **piombo** 99,40 ÷ 98,95%

lega ternaria III composta da **cadmio** 0,10 ÷ 0,30%, **stagno** 0,25 ÷ 0,60% **piombo** 99,65 ÷ 99,10%

Resistenza ad un valore di pressione interna di aria, che risulta dalla formula

$$P = \frac{40}{D} + 1,5 \qquad (D = \text{Ø interno in mm.})$$

Il valore di P è assunto uguale a 5 Kg./cmq quando dalla formula risulta un valore superiore.

23 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo urbani a coppie.

FORMAZIONE A CORONA

potenzialità (n° coppie)		Ø conduttore mm. 0,5								Ø conduttore mm. 0,6								Ø conduttore mm. 0,7							
		cavo			bobina					cavo			bobina					cavo			bobina				
nominali	scorta	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg./m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pezzat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg./m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pezzat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	Peso (Kg./m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pezzat. (m.)
10	1	9,6	1,30	0,46	0,65	0,35	0,45	30	500	10,9	1,30	0,53	0,65	0,35	0,45	30	500	12,5	1,30	0,62	0,80	0,40	0,45	45	500
20	1	12,5	1,30	0,62	0,80	0,40	0,45	45	500	14	1,30	0,73	0,80	0,40	0,45	45	500	—	—	—	—	—	—	—	—
30	1	14	1,30	0,79	0 80	0,40	0,45	45	500	16	1,35	0,95	1	0,50	0,55	80	500	—	—	—	—	—	—	—	—
40	1	16,2	1,35	0,91	1	0,50	0,55	80	500	18,2	1,45	1,14	1	0,50	0,55	80	500	—	—	—	—	—	—	—	—
50	2	17,2	1,40	1,05	1	0,50	0,55	80	500	20,5	1,50	1,40	1,25	0,70	0,70	125	500	23,4	1,60	1,72	1,25	0,70	0,70	125	500
70	2	21	1,50	1,38	1,25	0,70	0,70	125	500	23,6	1,60	1,77	1,25	0,70	0,70	125	500	—	—	—	—	—	—	—	—
100	3	23,5	1,60	1,80	1,25	0,70	0,70	125	500	27,4	1,75	2,30	1,35	0,80	0,80	160	500	32	1,90	2,96	1,50	0,90	0,90	175	500
150	4	28	1,75	2,43	1,35	0,80	0,80	160	500	32,9	1,90	3,17	1,50	0,90	0,90	175	500	—	—	—	—	—	—	—	—
200	5	32	1,90	3,05	1,50	0,90	0,90	175	500	37,3	2,05	3,95	1,80	1,15	1,05	320	500	44,3	2,20	5,13	2	1,35	1,15	400	500
300	7	39,3	2,05	4,25	1,80	1,15	1,05	320	500	46,3	2,25	5,60	2	1,35	1,15	400	500	54,3	2,45	7,30	2,20	1,50	1,20	550	400
400	8	44,8	2,20	5,34	2	1,35	1,15	400	500	53,3	2,40	7,05	2,20	1,50	1,20	550	450	62,4	2,65	9,35	2,20	1,50	1,20	550	300
500	9	50	2,30	6,38	2,20	1,50	1,20	550	500	58,8	2,55	8,50	2,20	1,50	1,20	550	350	68,9	2,75	11,22	2,20	1,50	1,20	550	250
600	11	54,4	2,45	7,40	2,20	1,50	1,20	550	400	64,3	2,70	9,95	2,20	1,50	1,20	550	300	75,4	2,95	13,15	2,20	1,50	1,20	550	200
700	12	58,6	2,55	8,40	2,20	1,50	1,20	550	350	68,9	2,75	11,30	2,20	1,50	1,20	550	250	81	3,05	15,20	2,20	1,50	1,20	550	200
800	15	62,3	2,60	9,40	2,20	1,50	1,20	550	300	73,4	2,85	12,60	2,20	1,50	1,20	550	250	86,4	3,20	16,75	2,20	1,50	1,20	550	150
900	16	65,4	2,70	10,25	2,20	1,50	1,20	550	300	77,6	2,95	14	2,20	1,50	1,20	550	200	—	—	—	—	—	—	—	—
1000	20	69,1	2,80	11,30	2,20	1,50	1,20	550	250	81,7	3,05	15,40	2	1,35	1,15	400	150	—	—	—	—	—	—	—	—
1200	20	75,4	2,90	13,30	2,20	1,50	1,20	550	200	89,1	3,25	18	2,20	1,50	1,20	550	150	—	—	—	—	—	—	—	—

Colorazioni - In ciascuna coppia, un conduttore ha la carta di rivestimento di colore naturale e l'altro di colore rosso. I colori sono uguali per tutte le coppie, salvo due fra loro adiacenti (coppia pilota: naturale-bleu e coppia direzionale: naturale-verde). - Senso di numerazione: dalla coppia pilota alla direzionale.

Note - **1** - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

24 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi armati urbani a coppie.

FORMAZIONE A CORONA

potenzialità (n° coppie)		Ø conduttore mm. 0,5								Ø conduttore mm. 0,6								Ø conduttore mm. 0,7							
		cavo			bobina					cavo			bobina					cavo			bobina				
nominali	scorta	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)
10	1	21,8	1,20	1,12	1,25	0,70	0,70	125	500	22,8	1,20	1,22	1,25	0,70	0,70	125	500	24	1,20	1,16	1,25	0,70	0,70	125	500
30	1	25,3	1,20	1,34	1,25	0,70	0,70	125	500	27,3	1,25	1,57	1,35	0,80	0,80	160	500	—	—	—	—	—	—	—	—
50	2	28,8	1,25	1,75	1,35	0,80	0,80	160	500	32	1,35	2,20	1,50	0,90	0,90	175	500	35,5	1,40	2,60	1,65	0,95	0,95	230	500
100	3	35,6	1,40	2,64	1,65	0,95	0,95	230	500	39,5	1,50	3,20	1,80	1,15	1,05	320	500	43,8	1,60	3,95	2	1,35	1,15	400	500
150	4	40	1,50	3,40	1,80	1,15	1,05	320	500	44,8	1,60	4,10	2	1,35	1,15	400	500	—	—	—	—	—	—	—	—
200	5	44,5	1,60	4,13	2	1,35	1,15	400	500	51,2	1,75	5,20	2,20	1,50	1,20	550	500	57,2	1,90	6.60	2,20	1,50	1,20	550	400
300	7	53,2	1,80	5,60	2,20	1,50	1,20	550	450	60,2	1,95	7,10	2,20	1,50	1,20	550	350	68,2	2,15	9,05	2,20	1,50	1,20	550	250
400	8	58	1,90	6,80	2,20	1,50	1,20	550	350	67,2	2,10	8,75	2,20	1,50	1,20	550	250	77,8	2,35	12,10	2,20	1,50	1,20	550	200
500	9	65	2,05	8,30	2,20	1,50	1,20	550	300	74,2	2,25	11,10	2	1,35	1,15	400	200	84	2,50	14	2	1,35	1,15	400	150
600	11	70,5	2,15	9,60	2,20	1,50	1,20	550	250	78,7	2,40	12,80	2,20	1,50	1,20	550	200	89,8	2,65	16,40	2,20	1,50	1,20	550	150
700	12	75	2,25	11	2,20	1,50	1,20	550	200	83,3	2,45	14,30	2	1,35	1,15	400	150	—	—	—	—	—	—	—	—
800	15	78	2,30	12,30	2,20	1,50	1,20	550	200	88	2,55	15,85	2,20	1,50	1,20	550	150	—	—	—	—	—	—	—	—
900	16	81,5	2,40	13,60	2 —	1,35	1,15	400	150	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1000	20	85	2,50	15	2,20	1,50	1,20	550	150	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1200	20	91	2,65	17,50	2,20	1,50	1,20	550	150	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Colorazioni - In ciascuna coppia, un conduttore ha la carta di rivestimento di colore naturale e l'altro di colore rosso. I colori sono uguali per tutte le coppie, salvo due fra loro adiacenti (coppia pilota: naturale-bleu e coppia direzionale: naturale verde). - Senso di numerazione: dalla coppia pilota alla direzionale.

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

25 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo urbani a bcp. stella.

FORMAZIONE A CORONA

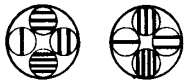
potenzialità (nº bicoppie)		Ø conduttore mm. 0,5								Ø conduttore mm. 0,6								Ø conduttore mm. 0,7							
		cavo			bobina					cavo			bobina					cavo			bobina				
nominali	scorta	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)
25	1	16	1,30	0,95	1	0,50	0,55	70	500	18,5	1,45	1,23	1	0,50	0,55	70	500	21	1,50	1,60	1,25	0,70	0,70	120	500
50	1	21,5	1,55	1,57	1,25	0,70	0,70	120	500	24,5	1,65	2,02	1,25	0,70	0,70	120	500	28	1,75	2,57	1,35	0,80	0,80	160	500
75	2	26	1,70	2,20	1,35	0,80	0,80	160	500	29,5	1,80	2,81	1,50	0,90	0,90	175	500	34	1,95	3,65	1,50	0,90	0,90	175	500
100	2	29,5	1,80	2,74	1,50	0,90	0,90	175	500	33,5	1,95	3,54	1,50	0,90	0,90	175	500	39	2,05	4,60	1,65	0,95	0,95	230	500
125	3	33	1,95	3,32	1,50	0,90	0,90	175	500	37,5	2,05	4,31	1,65	0,95	0,95	230	500	43,5	2,15	5,64	2	1,35	1,15	400	500
150	4	36	2	3,90	1,65	0,95	0,95	230	500	41	2,10	5,03	1,80	1,15	1,05	320	500	47,5	2,25	6.65	2,20	1,50	1,20	550	500
200	4	41	2,10	4,96	1,80	1,15	1,05	320	500	47	2,25	6,30	2	1,35	1,15	400	500	54,5	2,40	8,47	2,20	1,50	1,20	550	400
250	5	45,5	2,20	5,75	2	1,35	1,15	400	500	51,7	2,35	7,60	2,20	1,50	1,20	550	500	60,5	2,55	10,40	2,20	1,50	1,20	550	350
300	6	49,5	2,30	6,66	2,20	1,50	1,20	550	500	56,1	2,45	8,73	2,20	1,50	1,20	550	400	66	2,70	12,20	2,20	1,50	1,20	550	300
400	8	56,5	2,45	9	2,20	1,50	1,20	550	400	64,5	2,65	11,32	2,20	1,50	1,20	550	300	75,5	2,90	15,80	2,20	1,50	1,20	550	200
500	10	63	2,65	11	2,20	1,50	1,20	550	300	71,5	2,85	13,70	2,20	1,50	1,20	550	250	84	3,10	19,30	2	1,35	1,15	400	150
600	11	68,1	—	12,85	2,20	1,50	1,20	550	250	78	—	16,05	2,20	1,50	1,20	550	200	—	—	—	—	—	—	—	—
800	12	78,3	—	17,20	2,20	1,50	1,20	550	200	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

COLORAZIONI

a) **Carta** - Per contraddistinguere i conduttori delle bicoppie, la carta di rivestimento è striata trasversalmente secondo lo schema a fianco. In ogni bicoppia, le striature del medesimo colore individuano i conduttori che formano coppia.

b) **Cotone di legatura** - I tre fili del cotone di legatura di ogni bicoppia sono di colore bianco in uno strato e di colore rosso nello strato sovrapposto. Nello strato bianco, i fili di legatura della coppia pilota sono: uno bianco e due neri; quelli della coppia direzionale (adiacente) sono: uno rosso e due verdi. Nello strato rosso, i fili della coppia pilota sono: uno rosso e due neri, quelli della coppia direzionale: uno rosso e due verdi. Senso di numerazione: dalla coppia pilota alla direzionale.

BICOPPIE ADIACENTI



| Striatura rossa
— Striatura bleu

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie; in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

26 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi armati urbani a bcp. stella.

FORMAZIONE A CORONA

potenzialità (n° bicoppie)		Ø conduttore mm. 0,5								Ø conduttore mm. 0,6								Ø conduttore mm. 0,7							
		cavo			bobina					cavo			bobina					cavo			bobina				
nominali	scorta	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg./m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	peso (Kg./m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	Ø est. (mm.)	spes.re minimo guaina pb. (mm.)	Peso (Kg./m)	Ø flangia (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)
25	1	28	1,25	1,70	1,35	0,80	0,80	160	500	29,7	1,30	1,93	1,50	0,90	0,90	175	500	33	1,35	2,57	1,50	0,90	0,90	175	500
50	1	33,5	1,35	2,57	1,50	0,90	0,90	175	500	36,5	1,45	2,92	1,65	0,95	0,95	230	500	40,5	1,50	3,75	1,80	1,15	1,05	320	500
75	2	38,5	1,45	3,35	1,65	0,95	0,95	230	500	41,5	1,55	3,80	1,80	1,15	1,05	320	500	46,5	1,65	5,05	2	1,35	1,15	400	500
100	2	41,5	1,55	3,72	1,80	1,15	1,05	320	500	45,5	1,65	4,57	2	1,35	1,15	400	500	54	1,75	6,95	2,20	1,50	1,20	550	450
125	3	45,5	1,65	4,71	2	1,35	1,15	400	500	51	1,75	5,57	2,20	1,50	1,20	550	500	56	1,85	7,95	2,20	1,50	1,20	550	400
150	4	51	1,70	6,05	2,20	1,50	1,20	550	500	54	1,80	6,40	2,20	1,50	1,20	550	450	61	1,95	8,70	2,20	1,50	1,20	550	350
200	4	56	1,80	7,37	2,20	1,50	1,20	550	400	60	1,95	7,81	2,20	1,50	1,20	550	350	70	2,10	11,40	2,20	1,50	1,20	550	250
250	5	61	1,90	8,60	2,20	1,50	1,20	550	350	65	2,05	9,25	2,20	1,50	1,20	550	300	76,5	2,25	13,70	2,20	1,50	1,20	550	200
300	6	65	2	9,85	2,20	1,50	1,20	550	300	71	2,15	11,40	2,20	1,50	1,20	550	250	82	2,40	15,50	2,20	1,50	1,20	550	200
400	8	73	2,15	12,30	2,20	1,50	1,20	550	250	80	2,35	14,15	2,20	1,50	1,20	550	200	91,5	2,60	19,70	2,20	1,50	1,20	550	150
500	10	80	2,35	14,7	2,20	1,50	1,20	550	200	86	2,55	16,81	2,20	1,50	1,20	550	150	100	2,80	24	2,20	1,50	1,20	550	120
600	11	84,1	—	17,2	2,20	1,50	1,20	550	150	94	—	20,95	2,20	1,50	1,20	550	150	—	—	—	—	—	—	—	—
800	12	94,3	—	22	2,20	1,50	1,20	550	150	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

COLORAZIONI

a) **Carta** - Per contraddistinguere i conduttori delle bicoppie, la carta di rivestimento è striata trasversalmente secondo lo schema a fianco. In ogni bicoppia, le striature del medesimo colore individuano i conduttori che formano coppia.

b) **Cotone di legatura** - I tre fili del cotone di legatura di ogni bicoppia sono di colore bianco in uno strato e di colore rosso nello strato sovrapposto. Nello strato bianco, i fili di legatura della coppia pilota sono: uno bianco e due neri; quelli della coppia direzionale (adiacente) sono: uno rosso e due verdi. Nello strato rosso, i fili della coppia pilota sono: uno rosso e due neri, quelli della coppia direzionale: uno rosso e due verdi. Senso di numerazione: dalla coppia pilota alla direzionale.

BICOPPIE ADIACENTI

| Striatura rossa
— Striatura bleu

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie; in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

27 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani a bcp. a gruppi (⌀ 0,4 mm).

Osservazione - Le prescrizioni corrispondono a quelle del capitolato Ascot, edizione Ottobre e Novembre 1948.

PRESCRIZIONI ELETTRICHE

Resistenza di isolamento - 500 MΩ × Km con f. e. m. continua ≥ 300 V dopo un minuto primo di elettrizzazione ad una temperatura ≥ di 15 °C. - ≥ 50.000 MΩ per pezzature < 100 m.

Resistenza elettrica dei conduttori a 20 °C.

Capitolato Ottobre 1948

≤ 148 Ω/Km - Per il 10% delle misure sono ammessi valori fino a 155 Ω/Km

Capitolato Novembre 1948

≤ 145 Ω/Km. - Per il 10% delle misure sono ammessi valori fino a 149 Ω/Km.

Sul diametro del conduttore è concessa una tolleranza del 5% in più o in meno.

Resistività rame: 0,0176 Ω mmq/m a 20 °C. **Coefficiente di temperatura**: 0,004

Capacità elettrostatica

Capitolato Ottobre 1948

Cavi fino a 4 gruppi: ≤ 80 nF/Km
» con oltre 4 » : ≤ 85 nF/Km

Per il 10% delle misure sono ammessi valori rispettivamente fino a 85 e 90 nF/Km.

Capitolato Novembre 1948

Cavi ad un solo gruppo : ≤ 78 nF/Km
» da 2 a 4 gruppi : ≤ 82 nF/Km
» da 6 a 12 » : ≤ 86 nF/Km
» da 14 a 24 » : ≤ 90 nF/Km
» con oltre 24 » : ≤ 94 nF/Km

Il 10% delle misure può superare del 5% i limiti soprascritti.

Capacità mutua (a 800 Hz)

Capitolato Ottobre 1948

Capitolato Novembre 1948

Cavi ad un solo gruppo: 32,5 ÷ 45 nF/Km
» da 2 a 4 gruppi : 32,5 ÷ 47,5 nF/Km
» da 6 a 12 » : 32,5 ÷ 50 nF/Km
» da 14 a 24 » : 32,5 ÷ 52,5 nF/Km
» con oltre 24 » : 32,5 ÷ 55 nF/Km

Il 10% delle misure può superare del 5% le capacità soprascritte.

Squilibri di capacità a 800 Hz (per pezzature di 250 m)

TIPO DI SQUILIBRIO	% pezzature da sottoporre a misura	minimo misure per pezzature in prova	capit. ottobre 1948 valore massimo per il 90% misure (pF)	capit. ottobre 1948 valore massimo per il 10% misure (pF)	capit. novembre 1948 valore massimo per il 90% misure (pF)	capit. novembre 1948 valore massimo per il 10% misure (pF)
reale - reale	100	30 %	300	350	200	350
reale - esterno	10	10 %	—	—	600	800
paio - paio fra stelle adiacenti dello stesso strato	100	30 %	250	450	200	350
paio-paio fra stelle di strati contigui e di gruppi contigui	2	1	250	450	100	150
paio - paio fra centro e primo strato	100	1	250	450	200	350

Fattore di correzione dei limiti soprascritti, quando la pezzatura ha una lunghezza diversa da 250 m: $\sqrt{\frac{\text{lunghezza in esame}}{250}}$

Per pezzature < ai 100 m, vale il fattore calcolato per 100 m.

28 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani a bcp. a gruppi (∅ 0,4 mm).

PRESCRIZIONI TECNOLOGICHE PER IL MATERIALE USATO NELLA FABBRICAZIONE

Conduttori - Rame elettrolitico ricotto - carico di rottura compreso fra 22 e 32 Kg/mmq allungamento alla rottura ≥ 20 % (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 200 mm) - numero torsioni ≥ 40 (controllo da esegursi su 200 mm e sotto tensione di 100 grammi).

Nastro di carta - spessore ≥ 0,04 mm - struttura uniforme a lunghe fibre-controllo da eseguirsi su rotolo: lunghezza di rottura Km 4 - dopo immersione in acqua per 24 ore ed essiccato: Km 3,500 - controllo da eseguirsi su nastri prelevati dal cavo e sottoposti alle due prove precedenti: rispettivamente Km 3,750 e 3,250.

Guaina di piombo *a*) cavi ormati: **piombo puro del commercio**
b) cavi sottopiombo:

Lega piombo-stagno composta da **piombo** 98 % e **stagno** 2 %

Lega ternaria I composta da **cadmio** 0,20 ÷ 0,35 %, **antimonio** 0,40 ÷ 0.70 % **piombo** 99,40 ÷ 98,95 %

Lega ternaria III composta da **cadmio** 0,10 ÷ 0,30 %, **stagno** 0,25 ÷ 0,60 % **piombo** 99,65 ÷ 99,10 %.

Resistenza ad un valore di pressione interna di aria, che risulta dalla formula:

$$P\ (\text{Kg/cmq}) = 2 + \frac{40}{D} \qquad (D = \varnothing \text{ interno in mm})$$

Il valore di P è assunto uguale a 5 Kg/cmq quando dalla formula risulta un valore superiore.

Nastro e fili di ferro per armatura - Carico di rottura: 40 Kg/mmq.

Miscele bituminose - **punto di gocciolamento** determinato con il metodo Ubbelohde ≥ 32 °C. **Assenza di screpolature** alla temperatura di + 5 °C per le miscele che devono essere spalmate sotto l'armatura e di + 15° C per le miscele che devono essere spalmate sugli strati esterni - **Peso dell'estratto acquoso** ≤ 0,1 % del peso della miscela - **Reazione dell'estratto acquoso** neutra.

Miscele catramose - **punto di gocciolamento** determinato con il metodo Ubbelohde ≥ 32 °C. **Assenza di screpolature** alla temperatura di + 5° C per le miscele che devono essere spalmate sotto l'armatura e di + 15 °C per le miscele che devono essere spalmate sugli strati esterni - **Assenza di parti distillabili** a temperatura inferiore ai 240 °C.

29 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani bcp. stella.

Osservazione - Le prescrizioni corrispondono a quelle del **capitolato Ascot n° 001** che annulla e sostituisce i capitolati 35040 (per i cavi a bicoppie stella formazione a corona Ø 0,5 - 0,6 - 0,7 mm) e Ascot edizione Ottobre e Novembre 1948 (per i cavi a bicoppie stella formazione a gruppi Ø 0,4 mm).

PRESCRIZIONI ELETTRICHE

Resistenza di isolamento: ≥ 5000 MΩ x Km con f. e. m. continua ≥ 300 V dopo un minuto primo di elettrizzazione ed a temperatura ambiente ordinaria. Per pezzature inferiori ai 100 m ≥ 50.000 MΩ.

Resistenza elettrica conduttori a 20 °C.

Ø 0,4 mm: ≤ 145 Ω/Km;	Ø 0,8 mm: ≤ 36 Ω/Km;	Ø 1,2 mm: ≤ 16 Ω/Km;
» 0,5 » : ≤ 92 Ω/Km;	» 0,9 » : ≤ 28 Ω/Km;	» 1,3 » : ≤ 13,6 Ω/Km;
» 0,6 » : ≤ 64 Ω/Km;	» 1 » : ≤ 23 Ω/Km;	» 1,4 » : ≤ 11,7 Ω/Km;
» 0,7 » : ≤ 47 Ω/Km;	» 1,1 » : ≤ 19 Ω/Km;	» 1,5 » : ≤ 10,2 Ω/Km;

Per il 10% dei conduttori è ammessa una tolleranza del 3% in più sui valori sopra riportati.

Resistività rame: 0,0176 Ωmmq/m **Coefficiente di temperatura**: 0,004

Rigidità dielettrica: A tensione continua (od a tensione alternata 40÷60 p/s il cui valore efficace sia pari alla metà di quello indicato per la tensione continua), deve risultare:
> 1200 V continui fra i conduttori e la guaina di piombo;
> 600 V continui fra l'insieme dei fili rossi e bleu e l'insieme dei fili colore naturale e verde.

Durata della prova: un minuto primo.

Capacità singola (o elettrostatica)

Cavi a strati	Cavi a gruppi
Fino a 200 stelle : ≤ 78 nF/Km	Cavi a un solo gruppo: ≤ 78 nF/Km
Oltre le 200 » : ≤ 80 nF/Km	» da due a dodici gruppi: ≤ 83 nF/Km
	» con oltre dodici gruppi: ≤ 85 nF/Km

In ciascuna pezzatura si ammette che il 10% dei valori misurati superi del 5% quelli sopra prescritti.

Capacità mutua (effettiva) a 800 Hz

Cavi a strati	Cavi a gruppi
32,5 ÷ 45 nF/Km	Cavi a un solo gruppo: 32,5 ÷ 45 nF/Km
	» da due a dodici gruppi: 32,5 ÷ 48 nF/Km
	» con oltre dodici gruppi: 32,5 ÷ 50 nF/Km

In ciascuna pezzatura si ammette che il 10% dei valori misurati superi del 5% quelli sopra prescritti.

30 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi urbani bcp. stella.

SQUILIBRI DI CAPACITÀ A 800 Hz (per pezzature di 160 m)

TIPO DI SQUILIBRIO	% delle pezzat. scelte da controllare	minimo di misure per pezzat. in prova	Cavi con condutt. da 0,4 a 0,8 mm. Per il 90% pezz. valore medio (pF)	valore max. (pF)	Per il 10% pezz. valore medio (pF)	valore max. (pF)	Cavi con condutt. da 0,9 a 1,5 mm Per il 90% pezz. valore medio (pF)	valore max. (pF)	Per il 10% pezz. valore medio (pF)	valore max. (pF)
Cavi a strati e a gruppi										
Reale - Reale	100	30%	150	600	200	800	100	400	150	600
Reale - Esterno	10	10%	200	750	250	1200	200	750	250	1200
Paio-Paio fra stelle adiacenti dello stesso strato	10	30%	—	150	—	200	—	100	—	150
Paio-Paio fra stelle situate in strati contigui	2	1	—	150	—	200	—	100	—	150
Paio-Paio fra centro e primo strato	10	1	—	150	—	200	—	100	—	150
Cavi a gruppi										
Paio-Paio fra stelle di gruppi contigui	2	1	—	150	-	200	—	100	—	150

Per i cavi di 10 stelle nominali si applicano solo i valori massimi. Fattore di correzione dei limiti soprascritti, quando la pezzatura ha una lunghezza diversa da 160 m: $\frac{1}{2}\left(\sqrt{\frac{\text{lunghezza in esame}}{160}} + \frac{\text{lunghezza in esame}}{160}\right)$

Se la pezzatura è < di 100 m, si applica il fattore relativo a lunghezza di 100 m.

Nota - Il 10% delle pezzature si considera uguale ad uno, se il n.° di pezzature di cavo dello stesso tipo in ordinazione è compreso tra 1 e 14; a due, se tra 15 e 24; a tre, se tra 25 e 34, e così via.

PRESCRIZIONI TECNOLOGICHE PER IL MATERIALE USATO NELLA FABBRICAZIONE

Conduttori - Rame elettrolitico ricotto - carico di rottura alla trazione compreso tra 22 e 32 Kg/mmq - Allungamento alla rottura ≥ 20% (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 200 mm) - Numero torsioni ≥ 70 (controllo da eseguirsi su una lunghezza pari a 200 diametri e sotto tensione di 2 Kg/mmq). - Numero piegature (su raggio 5 mm) per i soli conduttori aventi diametro superiore a mm 0,8:

≥ 29 per mm 0,9	≥ 20 per mm 1,1 e 1,2	≥ 16 per mm 1,4
≥ 25 » » 1	≥ 18 » » 1.3	≥ 13 » » 1,5

Nastro di carta - Controllo da eseguirsi su rotolo: lunghezza di rottura Km 4; dopo immersione in acqua per 24 ore ed essiccato: Km 3,500 - Controlli da eseguirsi su nastri prelevati dal cavo e sottoposti alle due prove precedenti: rispettivamente Km 3,750 e Km 3,250.
Il residuo in cenere della carta bruciata non deve avere un peso superiore al 2,5% del peso della carta stessa.

Guaina di piombo - a) Cavi armati: **piombo puro del commercio**
b) Cavi sottopiombo:

lega piombo-stagno composta da **piombo** 98% e **stagno** 2%.
lega ternaria composta da **piombo** 99,40 ÷ 98,95 %, **cadmio** 0,2 ÷ 0,35 %, **antimonio** 0,40 ÷ 0,70 %.
lega ternaria composta da **piombo** 99,65 ÷ 99,10, **cadmio** 0,10 ÷ 0,30 %, **stagno** 0,25 ÷ 0,60 %

Resistenza ad un valore di pressione interna di aria che risulta in Kg/cmq dalla formula: $P = \frac{40\ s}{D}$

dove s e D sono rispettivamente lo spessore ed il diametro interno della guaina di piombo espressi in mm.
Il valore di P è assunto uguale a 5 Kg/cmq, quando dalla formula risulta un valore superiore.
A richiesta, il cavo deve contenere un gas inerte in pressione 0,6 ÷ 1 Kg/cmq ed essere munito di almeno una valvola.

Nastro e fili di ferro per armatura - Acciaio dolce ricotto - carico di rottura 40 Kg/mmq - la zincatura deve sopportare la prova di Preece (tre immersioni di un minuto primo per i fili aventi diametro di 1,5 mm e di 2 mm e due immersioni di un minuto primo per le piattine aventi spessore di 1,4 e 1,8 mm).

Miscela di bitume - Punto di gocciolamento secondo il metodo Ubbelohde: 50 °C - Estratto acquoso con reazione neutra e con peso ≥ del 0,1% del peso della miscela provata.
Assenza di screpolature alla temperatura di + 5 °C per le miscele da impiegarsi sotto i rivestimenti di ferro e alla temperatura di + 15 °C. per le miscele da impiegarsi all'esterno.

31 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi sottopiombo e armati a bcp. stella.

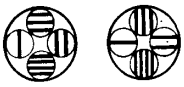
Potenzialità (N° bicoppie)		SOTTOPIOMBO								ARMATO							
		Cavo			Bobina					Cavo			Bobina				
Nominali	Scorta	Ø esterno (mm)	spess. min. guaina pb(mm)	Peso (Kg/m)	Ø flangia (m)	Ø tamb. (m)	largh. (m)	Peso (Kg)	pezzat. (m)	Ø esterno (mm)	spess. minimo guaina pb(mm)	peso (Kg)	Ø flangia (m)	Ø tamb. (m)	largh. (m)	peso (Kg)	pezzat. (m)
CAPITOLATO ASCOT EDIZIONE OTTOBRE 1948																	
50	2	19,10	1,45	1,16	1	0,50	0,55	70	500	30,50	1,45	2,06	1,50	0,90	0,90	175	500
100	4	26,10	1,70	1,95	1,35	0,80	0,80	160	500	37,50	1,70	3,15	1,65	0,95	0,95	230	500
150	6	31,30	1,85	2,80	1,50	0,90	0,90	175	500	42,80	1,85	4,10	1,80	1,15	1,05	320	500
200	8	35,80	2,05	3,90	1,65	0,95	0,95	230	500	49,80	2,05	5,60	2,20	1,50	1,20	550	500
250	10	39,80	2,15	4,70	1,80	1,15	1,05	320	500	53,80	2,15	6,60	2,20	1,50	1,20	550	450
300	12	43,90	2,25	5,10	2	1,35	1,15	400	500	58	2,25	7,60	2,20	1,50	1,20	550	350
400	16	48,60	2,45	6,40	2,20	1,50	1,20	550	500	63,60	2,45	9,18	2,20	1,50	1,20	550	300
450	18	54,60	2,55	7,10	2,20	1,50	1,20	550	400	68,50	2,55	10,60	2,20	1,50	1,20	550	250
500	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
550	22	56,50	2,70	8,50	2,20	1,50	1,20	550	400	71,50	2,70	11,65	2,20	1,50	1,20	550	250
600	24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
800	32	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
900	36	71,40	3,20	13,30	2,20	1,50	1,20	550	250	87,40	3,20	17,85	2,20	1,50	1,20	550	150
CAPITOLATO ASCOT EDIZIONE NOVEMBRE 1948																	
50	2	16,60	1,40	1,15	1	0,50	0,55	70	500	26,40	1,30	1,90	1,35	0,80	0,80	160	500
100	4	22,25	1,60	1,90	1,35	0,80	0,80	160	500	32,05	1,50	2,50	1,50	0,90	0,90	175	500
150	6	27,70	1,75	2,52	1,50	0,90	0,90	175	500	37,40	1,60	3,15	1,65	0,95	0,95	230	500
200	8	31,20	1,85	4,21	1,65	0,95	0,95	230	500	40,90	1,70	3,80	1,65	0,95	0,95	230	500
300	12	38,20	2,05	4,40	1,80	1,15	1,05	320	500	49,60	1,95	5,50	2	1,35	1,15	400	500
400	16	44,50	2,25	6,10	2	1,35	1,15	400	500	55,80	2,10	7,20	2,20	1,50	1,20	550	450
500	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
600	24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
700	28	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
800	32	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
900	36	60,90	2,75	10,90	2,20	1,50	1,20	550	250	73,10	2,55	16,90	2,20	1,50	1,20	550	150

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie; in particolare la larghezza della bobina è quella di ingombro ed il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

COLORAZIONI

Capitolato Ascot edizione ottobre 1948



| striatura rossa
— striatura bleu

a) **Carta** - Per contraddistinguere i conduttori delle bicoppie, la carta di rivestimento è striata trasversalmente secondo lo schema riportato. In ogni bicoppia, le striature del medesimo colore individuano i conduttori che formano coppia.

b) **Cotone di legatura delle bicoppie** - I tre fili del cotone di legatura di ogni bicoppia sono di colore bianco in uno strato e di colore rosso nello strato sovrapposto. Nello strato bianco i fili di legatura della bicoppia pilota sono: uno bianco e due neri; quelli della bicoppia direzionale (adiacente) sono: uno bianco e due verdi. Nello strato rosso i fili della bicoppia pilota sono: uno rosso e due neri; quelli della bicoppia direzionale: uno rosso e due verdi. Senso di numerazione: dalla bicoppia pilota alla direzionale.

c) **Cotone di legatura dei gruppi** - I gruppi sono distinti mediante fasciatura a spirale aperta di nastri multicolori o numerati.

Capitolato Ascot edizione novembre 1948

a) **Carta** - I colori sono, per tutte le bicoppie: verde-azzurro per una coppia e naturale-rosso per l'altra.

b) **Cotone di legatura delle bicoppie** - I fili del cotone di legatura di ogni bicoppia sono di colore bianco e rosso negli strati dispari e di colore verde e azzurro nel centro e negli strati pari. Per la bicoppia pilota si ha l'aggiunta di un filo di cotone colorato in nero e per la bicoppia direzionale (adiacente) di un filo di cotone colorato in giallo. Senso di numerazione: dalla bicoppia pilota alla direzionale.

c) **Cotone di legatura dei gruppi** - I gruppi sono distinti mediante fasciatura a spirale aperta di nastri multicolori, formati da fili di cotone paralleli. Per i gruppi disposti nel centro, il nastrino è monocolore, per i gruppi costituenti il primo strato i nastrini sono bicolori, per quelli del secondo strato, sono tricolori.

32 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi interurbani a bcp. stella e D. M.

Osservazione - Le prescrizioni corrispondono a quelle del capitolato Pirelli 37044 edizione 1942 e modifiche dell'8 febbraio 1949 per i cavi a bicoppie stella e del capitolato Pirelli 37021 edizione 1929 e modifiche dell'8 febbraio 1949 per i cavi a bicoppie D. M.

PRESCRIZIONI ELETTRICHE

Resistenza d'isolamento - $\geq$ 10.000 MΩ×km con f. e. m. continua $\geq$ 300 V dopo un minuto primo di elettrizzazione aa una temperatura $\geq$ di 15 °C.

Resistenza elettrica dei conduttori (temperatura 20 °C) - Ω 1,3 mm: $\leq$ 13,60 Ω/km; ⌀ 0,9 mm: $\leq$ 28,40 Ω/km; - Sul ⌀ del conduttore è concessa una tolleranza del 5% in più.

Sui cavi finiti si ammettono i seguenti aumenti di resistenza elettrica:

1% quando il diametro medio di cordatura è compreso fra 35 e 50 mm.
2% » » » » » » » » » 50 e 65 mm.
3% » » » » » » » » » 65 e 80 mm.

Resistività rame - 0,0176 Ω × mmq/m alla temperatura di 20 °C - Coeff. di temperatura 0,00393.

Capacità mutua (effettiva) media a 800 Hz e 15 °C

(da misurare su un numero di pezzature pari almeno al 10% del totale)

Cavi a bicoppie stella

Circuiti reali non schermati: 38,5 nF/km (tolleranze: ± 6% per il 90% delle pezzature; ± 10% per il 10% delle pezzature).

Circuiti virtuali: 2,6 volte il valore riscontrato sul circuito reale (tolleranza: ± 6%).

Circuiti reali schermati: 38,5 nF/km (tolleranza: ± 10% per il 90% delle pezzature; ± 15% per il 10% delle pezzature).

Cavi a bicoppie D. M.

Circuiti reali non schermati: 38,5 nF/km (tolleranza: ± 5% per il 90% delle pezzature; ± 8% per il 10% delle pezzature).

Circuiti virtuali: 1,62 volte il valore riscontrato sul circuito reale (tolleranza: ± 5%).

Circuiti reali schermati: 38,5 nF/km (tolleranza: ± 12% per il 90% delle pezzature; ± 18% per il 10% delle pezzature).

Squilibri di capacità a 800 Hz (per pezzatura di 230 m)

(Separatamente per gruppi di circuiti di ugual diametro, è la differenza tra la capacità di ogni circuito e la capacità media di tutti i circuiti del gruppo).

Tipo di circuiti	TIPO DI SQUILIBRIO	Cavi a bcp. stella valore in pF		Cavi a bcp. D. M. valore in pF	
		medio	massimo	medio	massimo
non schermati	reale - reale	60	160	40	150
	virtuale - reale	150	500	75	300
	reale - terra	—	—	150 (°)	600 (°)
	virtuale - terra	—	—	300 (°)	1200 (°)
	reale - esterno	—	600	—	—
	virtuale - esterno	—	600	—	—
	virtuale - virtuale, virtuale - reale, reale-reale di bicoppie adiacenti dello stesso strato	—	100	40	150
	tra circuiti a 4 fili di senso opposto	—	—	3	20
schermati	reale - schermo	—	600	—	600

(°) **Nota** - In determinati casi è prescritta la misurazione dello squilibrio sul reale-esterno; i valori relativi sono uguali alla metà circa dei valori reale-terra e virtuale-terra corrispondenti.

Fattore di correzione dei limiti soprascritti, quando la pezzatura ha una lunghezza diversa da 230 m:

$$\sqrt{\frac{\text{lunghezza pezzatura}}{230}}$$

33 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), prescrizioni tipi interurbani a bcp. stella e D. M.

Scarti di capacità

Cavi a bicoppie stella

Circuiti reali e virtuali - *scarto medio* (media dei valori assoluti degli scarti di ogni circuito di un gruppo, rispetto alla capacità mutua media del gruppo): $\leq 4\%$.

scarto massimo (massimo scarto assoluto per ogni gruppo rispetto alla capacità mutua media del gruppo): $\leq 10\%$.

Cavi a bicoppie D. M.

Circuiti reali e virtuali - *scarto medio* (media dei valori assoluti degli scarti di ogni circuito di un gruppo, rispetto alla capacità mutua media del gruppo): $\leq 3\%$.

scarto massimo (massimo scarto assoluto per ogni gruppo rispetto alla capacità mutua media del gruppo): $\leq 10\%$.

Squilibri di resistenza elettrica - Fra i conduttori della stessa coppia: $\leq 1\%$ della resistenza del doppino. Fra le due coppie di una stessa bicoppia (coi due fili in parallelo in ogni coppia): $\leq 2\%$ della resistenza del doppino formato dai conduttori di ciascuna coppia connessi in serie.

Coefficiente di conduttanza del dielettrico a 800 Hz e 20 °C

(rapporto C/G tra la capacità mutua media di un gruppo in nF/km e la conduttanza media del gruppo in nS/km)

Cavi a bicoppie stella	Cavi a bicoppie D. M.
$\geq$ 1/25 di secondo	—

Conduttanza mutua a 800 Hz e 15 °C

(misurata dal rapporto fra la corrente e la tensione nei due conduttori isolati di una coppia, essendo tutti gli altri collegati insieme e alla terra).

Cavi a bicoppie stella	Cavi a bicoppie D. M.
—	$\leq$ 0,9 μS/km

PRESCRIZIONI TECNOLOGICHE

Conduttori - rame elettrolitico ricotto - allungamento alla rottura $\geq$ 20% (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 200 mm) - numero torsioni $\geq$ 50 (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 150 mm e senza carico) - piegature su raggio 5 mm: $\geq$ 29, per diametro conduttore 0,9 mm; $\geq$ 18. per diametro conduttore 1,3 mm.

Nastro di carta - spessore $\geq$ 0,06 mm - struttura uniforme a lunghe fibre-controllo da eseguirsi su rotolo: lunghezza di rottura Km 4; dopo immersione in acqua per 24 ore ed essicato: Km 3,500 - controllo da eseguirsi su nastri prelevati dal cavo e sottoposti alle due prove precedenti: rispettivamente Km 3,750 e 3,250.

Guaina di piombo: *a*) cavi armati: **piombo puro del commercio**
b) cavi sottopiombo:

lega piombo-stagno composta da **piombo** 98% e **stagno** 2%
lega ternaria I composta da **cadmio** 0,2 ÷ 0,35%, **antimonio** 0,4 ÷ 0,7%, **piombo** 99,40 ÷ 98,95%
lega ternaria III composta da **cadmio** 0,10 ÷ 0,30%, **stagno** 0,25 ÷ 0,60%, **piombo** 99,65 ÷ 99,10%

Resistenza ad un valore di pressione interna di aria, che risulta in Kg/cmq, dalla formula:

$$P = \frac{40}{D} + 1{,}5 \qquad (D = \varnothing \text{ interno in mm})$$

Il valore di P è assunto uguale a 5 Kg/cmq quando dalla formula risulta un valore superiore.
Nastro e fili di ferro per armatura - Carico di rottura: 40 Kg/mmq

Miscele bituminose - Punto di gocciolamento determinato con il metodo Ubbelohde: $\geq$ 50 °C - Assenza di screpolature alla temperatura di 5 °C., quando il supporto di piombo sul quale sono state spalmate viene avvolto su un mandrino di $\varnothing$ 15 mm.

34 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi interurbani a bcp. stella.

FORMAZIONE A CORONA

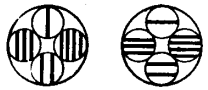
potenzialità	Ø conduttore mm. 0,9							Ø conduttore mm. 1,3						
	cavo		bobina					cavo		bobina				
bicoppie (n.)	Ø est. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m)	Ø tamb. (m)	largh. (m)	peso (Kg)	pezzat. (m)	Ø est. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m)	Ø tamb (m)	largh. (m)	peso (Kg)	pezzat. (m)
CAVI SOTTOPIOMBO														
10	17,2	1,08	1 —	0,50	0,55	98	500	22,3	1,74	1,25	0,70	0,70	141	500
15	20,9	1,47	1,25	0,70	0,70	141	500	27,5	2,50	1,35	0,80	0,80	195	500
25	26,1	1,20	1,35	0,80	0,80	195	500	34,8	3,90	1,65	0,95	0,95	305	500
50	35,5	3,80	1,65	0,95	0,95	305	500	59,6	8,80	2,20	1,50	1,20	600	350
CAVI ARMATI														
10	29,5	1,85	1,50	0,90	0,90	261	500	34,8	2,75	1,65	0,95	0,95	305	500
15	33,1	2,35	1,50	0,90	0,90	261	500	39,5	3,40	1,80	1,15	1,05	396	500
25	38,2	3,15	1,65	0,95	0,95	305	500	46,7	4,90	2,20	1,50	1,20	600	500
50	47,4	4,90	2,20	1,50	1,20	600	500	73,5	10,90	2,20	1,50	1,20	600	200

COLORAZIONI

a) **Carta** - Per contraddistinguere i conduttori delle bicoppie, la carta di rivestimento è striata trasversalmente secondo lo schema a fianco. Le coppie di ogni bicoppia, sono individuate nel seguente modo: *prima coppia*: una sola striatura su un conduttore e due striature sull'altro; *seconda coppia*: tre striature su un conduttore e quattro sull'altro. In ciascuno strato sono disposte alternativamente bicoppie aventi la carta di rivestimento striata con colore rosso e con colore azzurro.

b) **Cotone di legatura** - I fili di cotone di legatura di ogni bicoppia sono di colore bianco. Le bicoppie pilota e direzionali, oltre ai fili di legatura di colore bianco hanno anche un filo di colore nero. Individuazione della bicoppia pilota: striatura di colore bleu, legatura con filati di colore bianco e nero. Individuazione della bicoppia direzionale: striatura di colore rosso, legatura con filati di colore bianco e nero. Senso di numerazione: dalla bicoppia pilota alla direzionale.

BICOPPIE ADIACENTI



| Striatura rossa
— Striatura bleu

Fra la carta di rivestimento e il conduttore vi è una spirale di ritorto di carta.

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie: in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe: la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo sono calcolati con le formule riportate nella tav. I 1 e possono differire dal valore ricavato al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

35 - Cavi Patterson (isolati in carta e aria secca), caratteristiche tipi interurbani a bcp. D. M.

FORMAZIONE A CORONA

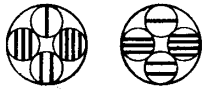
potenzialità	Ø conduttore mm. 0,9							Ø conduttore mm. 1,3						
	cavo		bobina					cavo		bobina				
bicoppie (n.)	Ø est. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m)	Ø tamb. (m)	largh. (m)	peso (Kg)	pezzat. (m)	Ø est. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m)	Ø tamb. (m)	largh. (m)	peso (Kg)	pezzat. (m)
CAVI SOTTOPIOMBO														
10	18,1	1,15	1 —	0,50	0,55	98	500	26	2,08	1,35	0,80	0,80	195	500
14	20,8	1,47	1,25	0,70	0,70	141	500	30,2	2,80	1,50	0,90	0,90	261	500
24	29,1	2,48	1,50	0,90	0,90	261	500	38,6	4,20	1,65	0,95	0,95	305	500
44	37,5	3,88	1,65	0,95	0,95	305	500	50,5	6,98	2 —	1,35	1,20	600	400
CAVI ARMATI														
10	30,6	1,98	1,50	0,90	0,90	261	500	44,7	4,40	2 —	1,35	1,15	560	500
14	33,3	2,45	1,50	0,90	0,90	261	500	48,2	5,50	2 —	1,35	1,15	560	400
24	41,6	3,70	1,80	1,15	1,05	396	500	56,5	7,40	2,20	1,50	1,20	600	350
44	50	5,30	2 —	1,35	1,15	560	400	68,5	11,21	2,20	1,50	1,20	600	250

COLORAZIONI

a) **Carta** - Per contraddistinguere i conduttori delle bicoppie, la carta di rivestimento è striata trasversalmente secondo lo schema a fianco. Le coppie di ogni bicoppia, sono individuate nel seguente modo: *prima coppia*: una sola striatura su un conduttore e due striature sull'altro; *seconda coppia*: tre striature su un conduttore e quattro sull'altro. In ciascuno strato sono disposte alternativamente bicoppie aventi la carta di rivestimento striata con colore rosso e con colore azzurro.

b) **Cotone di legatura** - I fili di cotone di legatura di ogni bicoppia sono di colore bianco. Le bicoppie pilota e direzionali, oltre ai fili di legatura di colore bianco hanno anche un filo di colore nero. Individuazione della bicoppia pilota: striatura di colore bleu, legatura con filati di colore bianco e nero. Individuazione della bicoppia direzionale: striatura di colore rosso, legatura con filati di colore bianco e nero. Senso di numerazione: dalla bicoppia pilota alla direzionale.

BICOPPIE ADIACENTI



| Striatura rossa
— Striatura bleu

Fra la carta di rivestimento e il conduttore vi è una spirale di ritorto di carta.

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie: in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo sono calcolati con le formule riportate nella tav. I 1 e possono differire dal valore ricavato al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

36 - Cavi Rotterdam (isolati in tessile impregnato), prescrizioni e caratteristiche.

FORMAZIONE A CORONA

caratteristiche costruttive

cordatura a coppie										cordatura a terne									
potenzialità		cavo			bobina					potenzialità		cavo			bobina				
coppie (n°)	coppie scorta (n°)	Ø est. (mm.)	spessore minimo guaina pb. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamburo (m.)	largh.za (m.)	peso (Kg.)	pezzat. (m.)	terne (n°)	terne scorta (n°)	Ø est. (mm.)	spessore minimo guaina pb. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flangia (m.)	Ø tamburo (m.)	largh.za (m.)	peso (Kg.)	pezzat. (m.)
10	1	7,8	1,30	0,29	0,38	0,20	0,28	9	500	**10**	1	9,3	1,30	0,38	0,65	0,35	0,45	40	500
20	1	9,9	1,30	0,45	0,65	0,35	0,45	40	500	**20**	1	11,8	1,30	0,63	0,80	0,40	0,45	55	500
50	2	14,4	1,30	0,90	1	0,50	0,55	78	500	**50**	2	17,5	1,40	1,12	1	0,50	0,55	·98	500
100	4	19,7	1,50	1,62	1	0,50	0,55	98	500	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

PRESCRIZIONI ELETTRICHE

Resistenza di isolamento - $\geq$ 500 M Ω × Km dopo un minuto primo di elettrizzazione - f. e. m. continua > 300 V - temperatura = 15 °C -

Resistenza elettrica conduttori - $\leq$ 63 Ω/Km alla temperatura di 20 °C - coefficiente di temperatura 0,004

Resistività rame: 0,0176 Ω × mmq/m - **Capacità elettrostatica**: $\leq$ 0,25 μ F/Km. - **Squilibri di capacità a 800 Hz** - coppia/coppia (dello stesso strato): $\leq$ 150 pF su 250 m., per il 90% delle misure; per il 10% fino a 250 pF - Fattore di correzione dei limiti soprascritti, quando la pezzatura ha una lunghezza diversa da 250 m.:

$$\frac{\text{lunghezza pezzatura}}{250}$$

PRESCRIZIONI TECNOLOGICHE PER IL MATERIALE USATO NELLA FABBRICAZIONE

Conduttori: **diametro** 0,6 (tolleranza del 5% in più) - rame elettrolitico ricotto - allungamento alla rottura $\geq$ 20% (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 200 mm).
Filato tessile: seta o rayon - **Sostanza impregnante**: miscela a base di paraffina e cera d'api.
Guaina di piombo - **Lega piombo stagno** composta da **piombo** 98% e **stagno** 2%
Lega ternaria I composta da **cadmio** 0,20 ÷ 0,35%, **antimonio** 0,4 ÷ 0,7%, **piombo** 99,40 ÷ 98,95 %
Lega ternaria III composta da **cadmio** 0,10 ÷ 0,30%, **stagno** 0,25 ÷ 0,60%, **piombo** 99,65 ÷ 99,10%

COLORAZIONI

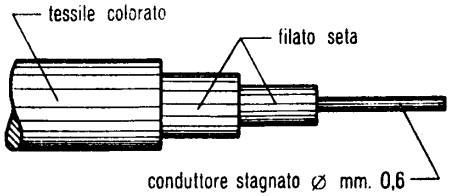
Cordatura a coppie - In ciascuna coppia un conduttore ha il tessile di rivestimento di colore bianco e l'altro di colore rosso. I colori sono uguali per tutte le coppie, salvo due fra loro adiacenti (coppia pilota: bianco-bleu e coppia direzionale: bianco-verde) Senso di numerazione: dalla coppia pilota alla direzionale.

Cordatura a terne - Generalmente i conduttori costituenti le terne sono fra loro diversamente colorati.

Note - 1. Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie: in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2. Gli spessori di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio in una sezione del tubo può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

COSTITUZIONE CONDUTTORE



37 - Cavi tessili per impianti interni, prescrizioni e caratteristiche.

FORMAZIONE A CORONA

potenz.tà cp. nominali (n°)	potenz.tà cp. scorta (n°)	CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE – cavo: Ø est. (mm.)	cavo: spess min. guaina pb. (mm)	cavo: peso (Kg/m.)	bobina: Ø flang. (m.)	bobina: Ø tamb. (m.)	bobina: largh. (m.)	bobina: peso (Kg.)	bobina: pezzat. (m.)
1	—	5	0,8	0,120	0,40	0,20	0,25	8	500
2	—	5,4	0,7	0,140	0,65	0,35	0,35	30	500
3	—	6,2	0,7	0,170	0,65	0,35	0,35	30	500
4	—	6,7	0,7	0,190	0,65	0,35	0,35	30	500
5	—	7,2	0,7	0,210	0,65	0,35	0,35	30	500
6	—	7,9	0,7	0,235	0,65	0,35	0,35	30	500
7	—	8	0,7	0,250	0,65	0,35	0,35	30	500
8	—	8,6	0,8	0,300	0,65	0,35	0,35	30	500
10	1	8,6	0,8	0,300	0,80	0,40	0,35	40	500
12	1	10,3	0,8	0,390	0,80	0,40	0,35	40	500
15	1	11,1	0,8	0,440	0,80	0,40	0,35	40	500
20	1	12,7	0,9	0,565	1	0,50	0,45	70	500
25	1	13,9	0,9	0,650	1	0,50	0,45	70	500
30	1	15	0,9	0,725	1	0,50	0,45	70	500
32	1	15,4	0,9	0,750	1	0,50	0,45	70	500
35	1	16,2	1	0,860	1	0,50	0,45	70	500

prescrizioni elettriche

Isolamento - $\geq$ 300 MΩ x Km. a 15 °C., dopo un minuto primo di elettrizzazione - f. e. m. continua > 300 V

Resistenza elettrica - $\leq$ 64 Ω/Km. a 20 °C, coefficiente di temperat. 0,004

Capacità elettrostatica - $\leq$ 300 nF/Km.

Capacità mutua - $\leq$ 150 nF/Km a 800 Hz

Squilibri di capacità a 800 Hz coppia/coppia (sia dello stesso strato come fra centro e primo strato) $\leq$ 250 pF per 250 m. Fattore di correzione del limite soprascritto, quando la pezzatura ha una lunghezza diversa da 250 m.:

$$\sqrt{\frac{\text{lunghezza pezzatura}}{250}}$$

prescrizioni tecnologiche per il materiale usato nella fabbricazione

Conduttori: diametro mm. 0,6 - (tolleranza 5% in più) - rame elettrolitico ricotto - allungamento alla rottura $\geq$ 20% (controllo da eseguirsi su una lunghezza di 20 cm.) - n° torsioni su lunghezza di 15 cm. e senza carico: $\geq$ di 50.

Nastro carta - controllo eseguito su rotolo: lunghezza rottura: Km. 4 - dopo immersione in acqua per 24 ore e essicato: Km. 3,500.

Guaina di piombo - piombo puro - peso specifico 11,3.

Filato tessile - cotone o fiocco di rayon o rhodiaceta (rayon all'acetato).

Sostanza impregnante - miscela a base di paraffina od ozocherite.

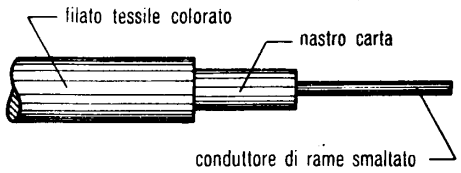
COLORAZIONI

In ciascuna coppia un conduttore ha il filato di rivestimento normalmente di colore bianco e l'altro colorato; se il cavo non contiene più di 25 coppie, la colorazione è scelta in modo che una coppia possa distinguersi dalle altre. Per i cavi di potenzialità maggiore, i colori sono uguali per tutte le coppie (generalmente bianco-rosso) salvo due fra loro adiacenti (coppia pilota generalmente bianco-bleu e coppia direzionale generalmente bianco-verde) - Il cavetto a una coppia ha un conduttore con filato di rivestimento di colore bianco e l'altro di colore rosso.

Note - 1 - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie: in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

2 - Gli spessori della guaina di piombo possono differire dal valore soprascritto al massimo del 10% in più o in meno, e lo spessore medio di una sezione della guaina può differire dal valore nominale al massimo del 5% in meno.

COSTITUZIONE CONDUTTORE



38 - Cavi flessibili per centrali, prescrizioni e caratteristiche.

FORMAZIONE A CORONA

caratteristiche costruttive

cordatura a conduttori									cordatura a coppie									cordatura a terne								
potenz.tà		cavo		bobina					potenzialità		cavo		bobina					potenzialità		cavo		bobina				
condutt. (n°)	cond. scorta (n°)	Ø est. (mm)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	coppie (n°)	coppie scorta (n°)	Ø est. (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)	terne (n°)	terne scorta (n°)	Ø esterno (mm.)	peso (Kg/m)	Ø flang. (m.)	Ø tamb. (m.)	largh. (m.)	peso (Kg.)	pez-zat. (m.)
10	1	7,5	0,10	0,65	0,35	0,35	30	250	5 (rot.)	1	8	0,10	0,65	0,35	0,35	30	250	5 (rotondo)	1	9,5	0,14	0,65	0,35	0,35	30	250
15	1	8,5	0,13	0,65	0,35	0,35	30	250	10 »	1	10,5	0,18	0,65	0,35	0,35	30	250	10 »	1	12,5	0,25	0,80	0,40	0,35	40	250
20	1	9,5	0,16	0,65	0,35	0,35	30	250	20 »	1	13,5	0,30	0,80	0,40	0,35	40	250	15 »	1	14,5	0,34	0,80	0,40	0,35	40	250
—	—	—	—	—	—	—	—	—	40 »	1	18	0,52	0,80	0,40	0,35	40	250	20 »	1	16,5	0,43	0,80	0,40	0,35	40	250
—	—	—	—	—	—	—	—	—	50 »	2	20	0,63	1	0,50	0,45	70	250	25 »	1	18	0,51	0,80	0,40	0,35	40	250
—	—	—	—	—	—	—	—	—	20 (piatto)	1	9x21	0,41	0,80	0,40	0,35	40	250	15 (piatto)	1	9,5x22	0,47	0,80	0,40	0,35	40	250
—	—	—	—	—	—	—	—	—	40 »	1	12x28	0,75	0,80	0,40	0,35	40	250	20 »	1	10,5x24,5	0,59	0,80	0,40	0,35	40	250
—	—	—	—	—	—	—	—	—	50 »	2	12,5x31	0,93	1	0,50	0,45	70	250	25 »	1	11,5x29,5	0,73	0,80	0,40	0,35	40	250

PRESCRIZIONI ELETTRICHE

Resistenza di isolamento: $\geq$ 10 M Ω x Km dopo un minuto primo di elettrizzazione - f. e. m. continua $>$ 100 V. alla temperatura di 15 °C.

Resistenza elettrica: $\leq$ 64 Ω/Km. alla temperatura di 20 °C. - Coefficiente di temperatura 0,004.

Capacità elettrostatica a 800 Hz: $\leq$ 0,40 μF/Km.

Squilibri di capacità a 800 Hz (cp/cp) $\leq$ 150 pF su 250 m.

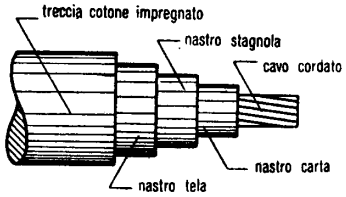
PRESCRIZIONI TECNOLOGICHE MATERIALE USATO PER LA FABBRICAZIONE

Conduttori: diametro mm 0,6 (tolleranza 5% in più) - rame elettrolitico ricotto - allungamento alla rottura $>$ 25%

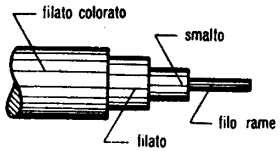
Filato tessile - cotone o fiocco di rayon o rhodiaceta (rayon all'acetato)

Sostanza impregnante: paraffina

COSTITUZIONE CAVO

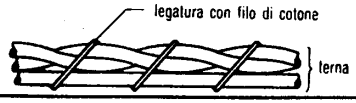


COSTITUZIONE CONDUTTORE



FORMAZIONE COPPIA

FORMAZIONE TERNA



Colorazioni - I conduttori, sia per i cavi a conduttori come per i cavi a coppie e a terne sono fra loro diversamente colorati.

NOTE - Le caratteristiche costruttive devono intendersi come medie; in particolare la larghezza della bobina è quella d'ingombro e il peso è comprensivo delle doghe; la pezzatura è quella di normale fabbricazione.

39 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati.

Tipo di carica Il primo numero è il passo di pupinizzazione (s) in metri, il secondo l'induttanza in mH della bobina del circuito reale, il terzo (se c'è) l'induttanza della bobina del virtuale		1.830 44 - 25		1.830 88 - 50	915 88 - 50	1.830 44 - 18	1.830 88 - 36	915 88 - 36	1.700 30 - 12		2.000 50 - 20
Diametro del conduttore in mm.		0,9	1,3	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	1,4	0,9
Capacità in $\mu F/Km$	Reale	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0335	0,0355	0,0335
	Virtuale	0,0625	0,0625	0,0625	0,0625	0,0625	0,0625	0,0625	0,054	0,057	0,054
Frequenza di taglio in Hz $f_o = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$	Reale	5.800	5.800	4.100	5 800	5.800	4.100	5.800	7.700	7.250	5.340
	Virtuale	6.000	6.000	4.240	6.000	7.000	5 000	7.000	9.300	9.000	6.840
Velocità nominale di propagazione in Km/sec. $v = \frac{s}{\sqrt{LC}}$	Reale	32.800	32.800	23.200	16.500	32 800	23 200	16.500	41.000	39.000	33.500
	Virtuale	32.800	32.800	23.200	16.500	40.000	31.800	20.200	50.000	48 000	43.000
Impedenza caratteristica in ohm $Z_o = \sqrt{L/C}$	Reale	790	790	1.120	1.590	790	1.120	1.590	730	710	855
	Virtuale	470	470	670	940	400	560	800	370	360	440
Valore **massimo** della costante di propagazione a 800 Hz in Neper/Km	Reale	0,0390	0,0197	0,0275	0,0228	0,0390	0,0272	0,0222	0,0390	0,0166	0,0307
	Virtuale	0,0328	0,0166	0,0233	0,0190	0.0385	0,0268	0,0220	0,0385	0,0164	0,0350
Valore **massimo** della costante di propagazione a 1900 Hz in Neper/Km	Reale	0,0410	0,0206	0,0289	0,0250	0,0410	0,0286	0,0244			0,0308
	Virtuale	0,0339	0,0174	0,0246	0,0212	0,0402	0,0280	0,0238			0,0353
Valore **massimo** della costante di propagazione a 2200 Hz in Neper/Km	Reale								0,0410	0,0172	
	Virtuale								0,0410	0,0168	
Impiego			Telefonia ordinaria								

40 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati.

TIPO DI CARICA Il primo numero è il passo di pupinizzazione (s) in metri, il secondo l'induttanza in mH della bobina del circuito reale, il terzo (se c'è) l'induttanza della bobina del virtuale		1.700 140 - 56		1.830 177 - 63		1.830 177 - 107		1.830 - 120		2.000 200 - 70	2.000 190 - 70	3.270 - 65
Diametro del conduttore in mm.		0,9	1,4	0,9	1,3	0,9	1,3	0,9	1,3	0,9	1,4	0,8
Capacità in μF/Km	Reale	0,0335	0,0355	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0385	0,0335	0,0355	0,035
	Virtuale	0,054	0,057	0,0625	0,0625	0,0625	0,0625			0,054	0,057	
Frequenza di taglio in Hz $f_o = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$	Reale	3.500	3.400	2.900	2.900	2.900	2.900	3.340	3.340	2.750	2.740	3.500
	Virtuale	4.400	4.300	3.600	3.600	2.900	2.900			3.670	3.520	
Velocità nominale di propagazione in Km/sec. $v = \frac{s}{\sqrt{LC}}$	Reale	19.000	18.000	16 500	16.500	16.500	16.500	19.300	19.300	17.300	17.200	36.000
	Virtuale	24.000	23.000	21.500	21.500	16.500	16.500			23.000	22.200	
Impedenza caratteristica in ohm $Z_o = \sqrt{L/C}$	Reale	1.570	1.520	1.590	1 590	1.590	1.590	1.260	1.260	1.730	1.630	800
	Virtuale	780	760	740	740	740	970			805	775	
Valore **massimo** della costante di propagazione a 800 Hz in Neper/Km	Reale	0,0195	0,0095	0,0217	0,0121	0,0214	0,0119	0,0265	0,0145	0,0197	0,0097	0,045
	Virtuale	0,0190	0,0095	0,0228	0,0125	0,0177	0,0150			0,0210	0,0101	
Valore **massimo** della costante di propagazione a 1900 Hz in Neper/Km	Reale			0,0250	0,0164	0,0251	0,0159	0,0288	0,0161	0,0236	0,0133	0,046
	Virtuale			0,0245	0,0147	0,0202	0,0127			0,0234	0,0131	
Valore **massimo** della costante di propagazione a 2200 Hz in Neper/Km	Reale	0,0225	0,0125	Nelle formule che dànno f_o, v, Z_o, nelle tavole C_4 1-2-3 s è il passo in Km. C la capacità di una sezione in F L l'induttanza di una Pupin in H								0,046
	Virtuale	0,0205	0,0115									
Impiego			Telefonia ordinaria									

41 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati.

Attenuazione di alcuni circuiti pupinizzati in cavo con isolamento in carta e aria, capacità mutua di 0,0385 μF/km per i circuiti reali e passo di pupinizzazione di 1830 m.

(Valori medi in millineper/km di misure eseguite su vari cavi e in varie condizioni)

Hz	H 177-63 DM Ø = 1,3 m/m		H 177-23 DM = Ø 1,1 m/m		H 177-63 DM Ø = 0,9 m/m		H 63 Stella Ø = 1,3 m/m	H 88-36 Stella Ø = 1,3 m/m		H 88-32 Stella Ø = 0,9 m/m	
	R	V	R	V	R	V	V	R	V	R	V
100											
200	9,9	10,3	12,8	13,3	18,2	19	11,7	13,4	17,4	24,2	30,6
300	10,2	10,6	13,1	13,6	18,5	19,4	12,2	13,6	17,7	24,8	32
400	10,4	10,8	13,3	13,8	18,8	19,6	12,6	13,7	17,9	25,3	33
500	10,5	11	13,5	14	19	19,8	13	13,8	18	25,7	33,7
600	10,6	11,1	13,6	14,1	19,1	20	13,2	13,9	18	25,9	34,2
800	10,8	11,3	13,8	14,4	19,3	20,2	13,5	14	18	26,2	34,9
1000	11,1	11,5	13,8	14,5	19,6	20,4	13,7	14,1	18,1	26,4	35,4
1300	11,5	12,8	14,2	14,7	19,9	20,6	13,8	14,3	18,2	26,4	35,6
1600	12,1	12,2	14,8	15	20,4	20,8	14,3	14,5	18,3	26,4	35,6
1900	13,2	12,6	15,7	15,4	21,3	21,1	15,4	14,7	18,4	26,5	35,7
2000	13,7	12,8	16,1	15,6	21,7	21,2	16	14,8	18,5	26,5	35,7
2200	15	13,3	17,1	15,8	22,7	21,5	17,8	15	18,6	26,6	35,8
2400	16,5	14	18,9	16,2	24,2	21,8	21,3	15,2	18,8	26,7	35,8
2500		14,4		16,5		22	24,2	15,4	18,8	26,8	35,8
2800		16,4		17.5		23,3		15,5	19,2	27,4	35,8
3000		17,3		96		25,5		16,5	19,6	27,9	36
3200								17,5	20,1	28,9	36,4

42 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati.

Attenuazione di alcuni circuiti pupinizzati in cavo con isolamento in carta e aria, capacità mutua di 0,0385 μF/km per i circuiti reali e passo di pupinizzazione di 1830 m.

(Valori medi in millineper/km di misure eseguite su vari cavi e in varie condizioni)

Hz	H 36 DM Ø = 0,9 m/m	H 36 Stella Ø = 0,9 m/m	H 44-25 DM Ø = 1,3 m/m		H 44-25 DM Ø = 0,9 m/m		H 18 DM Ø = 1,1 m/m	H 18 DM Ø = 0,9 m/m	H 22 DM Ø = 1 m/m	H 15-9 DM Ø = 0,9 m/m	
	V	V	R	V	R	V	V	V	R	R	V
100										26	25
200	22,9		16,2	13,7	28	24	19,4	26,3	26,2	33,3	28,6
300	23,7	28,6	16,7	13,9	30,3	26	20,7	29	29	39	33
400	24,2	29,5	17,1	14,2	31,6	26,9	21,5	30,6	30,9	43	36,3
500	24,6	30	17,4	14,4	32,5	27,7	22	31,6	32,4	45,5	38,8
600	24,9	30,4	17,6	14,6	33,1	28,2	22,4	32,2	33,3	47,5	40,5
800	25,2	30,8	17,8	14,8	33,9	28,8	22,8	33	34,6	50,7	42,8
1000	25,5	31,1	18	14,9	34,3	29,2	23,1	33,3	35,4	52,8	44,2
1300	25,8	31,2	18,1	15,1	34,7	29,5	23,2	33,6	36,1	55,1	45,2
1600	25,9	31,2	18,2	15,2	35	29,6	23,4	33,8	36,1	56,4	46
1900	26	31,3	18,3	15,4	35,1	29,8	23,5	34	36,7	57	46,4
2000	26,1	31,3	18,4	15,5	35,2	29,8	23,5	34,1	36,8	57,3	46,5
2200	26,2	31,3	18,5	15,6	35,3	29,8	23,6	34,2	36,8	57,6	46,8
2400	26,3	31,4	18,6	15,8	35,4	29,9	23,6	34,4	37	57,8	47
2500	26,4	31,5	18,7	15,8	35,4	30	23,7	34,4	37	58	47,1
2800	26,7	33	19	16,1	35,6	30,2	23,8	34,6	37,4	58,1	47,2
3000	26,9		19,3	16,4	35,8	30,3	23,9	34,7	37,5	58,3	47,2
3200	27,3		19,6	16,6	36	30,5	24	34,8	37,7	58,5	47,4
3500			20,2	17,2	36,4	30,9	24,1	35,1	37,9	58,5	47,5
3700			20,8	17,7	36,7	31,2	24,3	35,2	38	58,5	47,5
3800			21,1	18	36,9	31,4	24,4	35,3	38,1	58,5	47,6
3900			21,4	18,2	37,2	31,6	24,4	35,4	38,2	58,5	47,6
4000			21,8	18,6	37,4	31,9	24,6	35,6	38,3	58,5	47,7
4200			22,6	19,3	38,1	32,4	24,8	35,7	38,4	58,5	47,7
4300			23,1	19,8	38,6	32,8	24,9	35,8	38,5	58,5	47,8
4400			23,6	20,2	39	33,2	25	35,9	38,7	58,5	47,8
4500			24,2	20,8	39,6	33,6	25,2	36	38,8	58,5	47,9
4600			24,9	21,4	40,1	34,1	25,4	36,2	38,9	58,5	47,9
4800							25,8	36,4	39	58,5	48
4900							26,1	36,5	39,1	58,5	48
5000							26,3	36,7	39,3	58,5	48,1
5500									40,4	58,5	48,2
6000									42,2	58,8	48,7
6500										59,3	49,4
7000										60,1	50,2
7500										61,7	51,3
8000										64	53

43 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati.

Impedenza caratteristica $Z_k = R + jX$ di alcuni circuiti pupinizzati in cavo con isolamento in carta e aria, capacità mutua di 0,0385 μF/km per i circuiti reali e passo di pupinizzazione di 1830 m.

(Valori medi in ohm di misure eseguite su vari cavi e in varie condizioni)

Hz	H 177 Reale		H 63 Virtuale DM		H 63 Virtuale Stella		H 88 Reale		H 36 Virtuale DM		H 36 Virtuale Stella		H 32 Virtuale Stella	
	R	-X	R	-X	R	-X	R	-X	R	-X	R	-X	R	-X
200	1655	360	810	230	578	29	1200	450	610	180			495	228
300	1636	250	785	155	582	28	1155	315	578	150	461	154	460	165
400	1640	180	780	118	586	27	1140	240	572	98	460	118	448	128
500	1640	138	780	95	590	26	1140	200	568	76	460	96	445	103
600	1644	110	785	75	594	25	1140	170	570	60	460	81	440	85
800	1660	80	789	60	602	23	1140	130	571	45	460	62	442	68
1000	1720	65	795	45	610	22	1150	100	573	38	461	50	446	58
1300	1800	40	800	30	621	21	1160	80	582	31	466	42	450	50
1600	1940	20	820	20	655	19	1195	60	595	21	478	35	458	48
1900	2120	30	870	10	730	18	1245	50	610	17	496	32	473	47
2000	2210	35	890	9	770	20	1275	48	618	16	504	30	480	46
2200	2460	60	930	8	885	36	1310	40	632	13	520	28	493	44
2400	2990	110	970	6	1070	70	1365	35	653	12	541	28	510	42
2500			1000	5			1410	25	665	11	554	29	520	40
2800			1015	6			1557	20	708	7	607	31	570	43
3000			1120	10			1684	30	736	8	654	33	650	50
3200							1870	55	768	12				

NB. - I valori della reattanza **X** sono tutti negativi

44 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti pupinizzati.

Impedenza caratteristica $Z_k = R + jX$ di alcuni circuiti pupinizzati in cavo con isolamento in carta e aria, capacità mutua di 0,0385 μF/km per i circuiti reali e passo di pupinizzazione di 1830 m.

(Valori medi in ohm di misure eseguite su vari cavi e in varie condizioni)

Hz	H 44 Reale		H 25 Virtuale DM		H 18 Virtuale DM		H 22 Reale		H 15 Reale		H 9 Virtuale DM	
	R	−X	R	−X	R	−X	R	−X	R	−X	R	−X
200			575	270	540	320	800	500	790	610	440	250
300	905	395	535	195	495	250	728	375	685	495	385	203
400	871	321	515	160	468	200	685	310	630	417	355	168
500	850	268	500	130	452	165	660	258	595	360	340	142
600	840	230	495	110	440	136	640	223	570	317	330	122
800	831	173	490	80	430	100	620	173	540	250	320	92
1000	830	140	490	65	426	79	611	140	520	203	310	72
1300	832	107	495	50	427	63	610	109	507	157	307	54
1600	840	90	500	35	427	55	619	91	500	130	306	42
1900	850	78	505	30	430	50	608	79	495	110	304	35
2000	858	72	510	28	431	49	608	78	493	106	302	32
2200	870	68	520	28	431	47	609	73	490	95	304	30
2400	885	62	525	27	432	42	611	70	490	87	307	28
2500	890	60	530	26	433	39	612	68	491	82	310	28
2800	918	55	540	26	440	32	618	62	493	72	311	24
3000	945	53	550	26	445	28	625	59	495	67	312	22
3200	980	52	565	26	450	25	630	55	496	62	315	21
3500	1030	54	590	26	458	23	642	51	500	52	320	19
3700	1075	57	610	27	472	22	650	50	502	48	321	17
3800	1095	59	620	28	476	20	655	50	505	47	322	16
3900	1118	60	635	29	480	19	660	50	509	46	324	15
4000	1145	61	650	29	485	18	665	50	510	45	326	12
4200	1205	72	675	29	496	20	677	50	517	43	330	11
4300	1240	75	690	30	501	20	682	50	520	42	334	10
4400	1278	80	710	30	509	21	688	50	523	41	336	10
4500	1318	85	735	30	514	22	696	50	528	40	339	9
4600	1365	95	750	31	520	24	701	50	530	40	340	9
4800					538	29	719	50	538	40	347	8
4900					545	32	728	50	541	39	350	7
5000					555	33	736	50	545	38	351	6
5500							786	46	568	37	363	2
6000							842.	46	593	33	378	2
6500									639	31	400	2
7000									695	35	430	2
7500									760	48	465	1

NB. - I valori della reattanza **X** sono tutti negativi

45 - Caratteristiche di trasmissione dei cavi Patterson urbani.

Valori di R, C, Z_k, α e β dei cavi a coppie e a bicoppie stella

	d m/m	R ohm/km	C nF/km	$Z_k \angle 45^0$		$\alpha = \beta$		V	
				f = 800	f = 1600	f = 800	f = 1600	f = 800	f = 1600
CAVI A COPPIE	0.4	288	41,5	1180	834	0,172	0,241	29000	41000
	0,5	184	41,5	942	666	0,138	0,196	36200	51200
	0,6	128	41,5	787	556	0,115	0,163	43400	60600
	0,7	94	41,5	673	476	0,099	0,140	51700	71600
	0,8	72	38,5	612	433	0,083	0,118	60100	85000
	0,9	57	38,5	544	371	0,074	0,105	67600	95600
	1,0	46	38,5	489	333	0,067	0,094	75300	106500
CAVI A BICOPPIE-STELLA	0,4	288	44,5	1138	805	0,179	0,253	27950	39500
	0,5	184	44,5	907	644	0,143	0,202	35000	49450
	0,6	128	44,5	760	537	0,119	0,169	41950	59300
	0,7	94	44,5	650	460	0,102	0,145	48950	69250
	0,8	72	38,5	612	433	0,083	0,118	60100	85000
	0,9	57	38,5	544	371	0,074	0,105	67600	95600
	1,0	46	38,5	489	333	0,067	0,094	75300	106500

d = diametro del filo
R = resistenza doppino
C = capacità effettiva

Z_k = impedenza caratteristica in ohm
α = attenuazione in neper/km
β = cost. fase in rad./km

V = velocità fase in km/sec

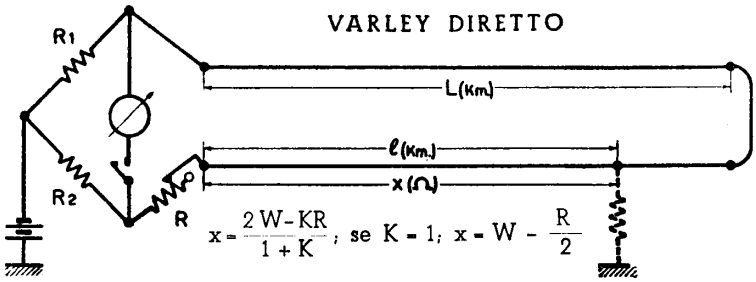
46 - Caratteristiche di trasmissione di circuiti in cavo non pupinizzati.

Attenuazione in millineper/km e impedenza caratteristica di alcuni circuiti non pupinizzati in cavo con isolamento in carta e aria, capacità mutua circuiti reali 0,0385 μ F/km

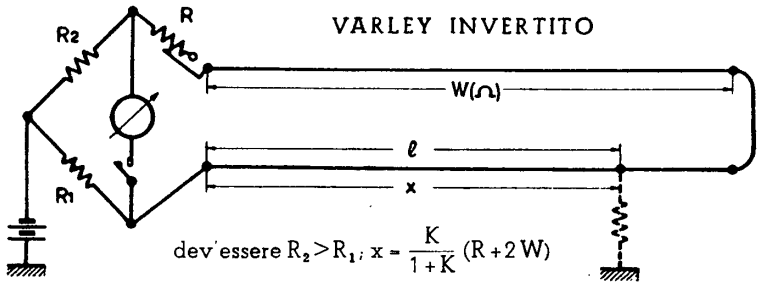
Hz	ATTENUAZIONE		IMPEDENZA $Z_k = R + jX$			
	Reale ø = 1,3 m/m	Reale ø = 0,9 m/m	Reale ø = 1,3 m/m		Reale ø = 0,9 m/m	
			R	- X	R	- X
200	24	35	520	492	742	725
300	29,5	43	425	401	608	591
500	37,5	55	336	305	475	456
800	46	68,5	272	235	380	359
1200	54,5	82,5	229	185	315	288
1600	61	93,5	207	156	278	242
2000	66,5	106	191	136	254	214
3000	76	121	171	104	216	166
4000	81	136	152	84,5	194	138
6000	88	155	146	60	170	106
10000	97	178	139	40	151	72
15000	107	194	136	28	142	51
20000	115	205	134	23	138	40,5
30000	133	224	132	17	135	29,5
40000	151	243	131	14,5	133	23
50000	168	262	130	13	132	20
60000	184	270	130	12	131	17,5
70000	200	299	129	11	131	15,5
80000	216	318	128	10	130	14,5
90000	231	336	128	9	130	13,5
100000	246	354	127	8,5	129	13
110000	260	372	127	8	129	12

Hz	ATTENUAZIONE				IMPEDENZA $Z_k = R + jX$							
	Virtuale DM ø = 1,3 m/m	Virtuale DM ø = 0,9 m/m	Virtuale Stella ø = 1,3 m/m	Virtuale Stella ø = 0,9 m/m	Virtuale DM ø = 1,3 m/m		Virtuale DM ø = 0,9 m/m		Virtuale Stella ø = 1,3 m/m		Virtuale Stella ø = 0,9 m/m	
					R	- X	R	- X	R	- X	R	- X
200	22,1	31,7	28,3	40,3	293	282	413	402	231	224	325	319
300	26,7	38,6	34,4	49,1	243	227	338	327	190	182	265	259
500	35,9	49,3	44,8	63	192	172,5	264	250	148	139	207	200
800	40,9	60,6	54,5	79	159	130	214	193	120	108	165	157
1200	49	73,3	65,2	95,6	135	102	176	156	100	86	136	126
1600	54,4	83,3	73,4	109	120	86,3	157	132	89	73	119	108
2000	58,5	91	80	120	112	74	143	116	81	63	108	94
3000	65,4	106,5	92,7	143	100	54,5	123	89,8	70	49	89	74
4000	69,3	117	101,6	160	94	44	112	74,2	64	40	80	62

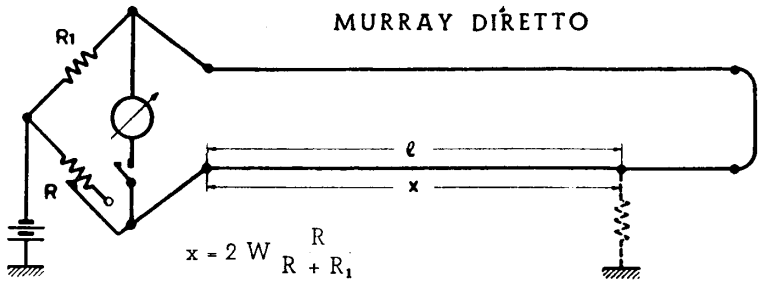
47 - Localizzazione di terra coi metodi di Varley e di Murray.



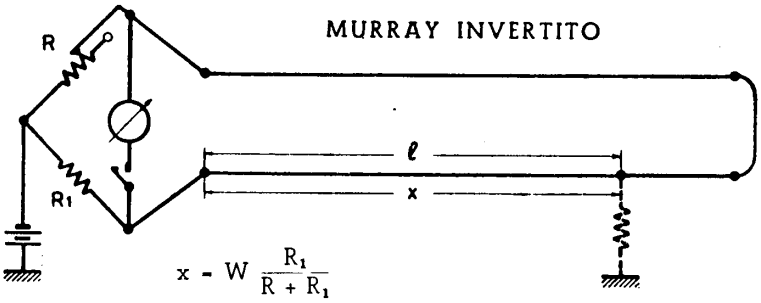
$$x = \frac{2W - KR}{1 + K}\ ;\ \text{se } K = 1;\ x = W - \frac{R}{2}$$



dev'essere $R_2 > R_1$; $x = \frac{K}{1+K}(R + 2W)$



$$x = 2W \frac{R}{R + R_1}$$



$$x = W \frac{R_1}{R + R_1}$$

2 W = resist. del doppino x = resist. del conduttore guasto dal ponte al guasto $K = \frac{R_1}{R_2}$

(Segue) Localizzazione di terra coi metodi di Varley e di Murray.

I risultati migliori si ottengono quando le resistenze dei bracci sono dello stesso ordine della resistenza da ricavare. Nelle localizzazioni su una sezione di amplificazione in cui le resistenze del doppino sono dell'ordine di 2000 ÷ 4000 ohm è opportuno scegliere una resistenza di paragone R_1 di 1000 ohm nel metodo di Murray e dei bracci di paragone di 500 ÷ 1000 ohm nel Varley diretto con K = 1.

Linea omogenea - si ha: $l = L \frac{x}{W}$; e sostituendo:

Varley diretto - $l = \frac{L}{W} \frac{2W - KR}{1 + K}$; se $K = 1$; $l = L \left(1 - \frac{R}{2W}\right)$

Varley invertito - $l = \frac{2W + R}{W} \frac{K}{1 + K} L$

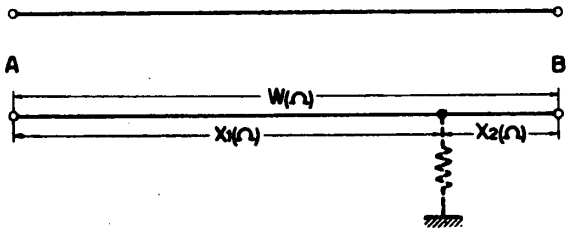
Murray diretto - $l = \frac{2LR}{R + R_1}$; se $R_1 = 1000\,\Omega$, $\frac{l}{L}\,\% = \frac{200\,R}{1000 + R}$ (vedi tabella C6 3)

Murray invertito - $l = \frac{2LR_1}{R + R_1}$

Cavo pupinizzato - Si ricava la distanza approssimata l', con le formule precedenti. Siano: **n** le Pupin comprese in l'; N quelle comprese in L e **a** la resistenza di ciascuna; la distanza corretta è data da: $l = L \frac{x - a\,n}{W - a\,N}$

Tensione della batteria (o raddrizzatore filtrato) di alimentazione, da 6 a 150 Volt. Per cavi isolati in guttaperca, non oltre i 30 Volt.

Guasto di resistenza > 100.000 Ω e fino a 1 MΩ: si può ancora localizzare coi metodi sopradescritti, ma è bene impiegare tensioni più elevate (fino a 500 Volt). Per guasti superiori a 1 e fino a 100 MΩ si procede come segue: si effettuano due misure (doppio Varley o doppio Murray), una in A, e l'altra in B, che forniscono, con le formule riportate sotto gli schemi rispettivi, (vedi Tav. C6 1), due valori approssimati y_1 e y_2 di x_1 e rispettivamente x_2.



I valori esatti sono dati da:

$$x_1 = W \frac{y_1}{y_1 + y_2}$$

$$x_2 = W \frac{y_2}{y_1 + y_2}$$

48 - Tabella per l'applicazione della formula $\frac{l}{L}\% = \frac{200\ R}{1000 + R}$ (Murray diretto).

R	$\frac{l}{L}$%	Δ%	R	$\frac{l}{L}$%	Δ%	R	$\frac{l}{L}$%	Δ%	R	$\frac{l}{L}$%	Δ%	R	$\frac{l}{L}$%	Δ%
5	0,995	0,199	205	34,020	0,138	405	57,651	0,102	605	75,389	0,078	805	89,196	0,061
10	1,980	0,197	210	34,710	0,138	410	58,156	1,101	610	75,776	0,077	810	89,502	0,061
15	2,955	0,195	215	35,390	0,136	415	58,657	0,101	615	76,160	0,077	815	89,807	0,061
20	3,921	0,193	220	36,060	0,134	420	59,154	0.099	620	76,543	0,076	820	90,109	0,060
25	4,878	0,191	225	36,730	0,134	425	59,649	0,099	625	76,923	0,076	825	90,410	0,060
30	5,825	0,189	230	37 390	0,132	430	60,139	0,098	630	77,300	0,075	830	90,710	0,060
35	6,763	0,187	235	38,050	0,132	435	60,627	0,096	635	77,675	0,075	835	91,008	0,059
40	7,692	0,185	240	38,700	0,130	440	61,111	0,096	640	78,048	0,074	840	91,304	0,059
45	8,612	0,184	245	39,350	0,130	445	61,591	0,096	645	78,419	0,074	845	91,598	0,059
50	9,520	0,182	250	40,000	0,130	450	62,068	0,095	650	78,787	0,073	850	91,891	0,058
55	10,420	0,180	255	40,630	0,126	455	62,542	0,095	655	79,154	0,073	855	92,183	0,058
60	11.320	0,180	260	41,260	0,126	460	63,013	0,094	660	79,518	0,073	860	92,473	0,058
65	12,206	0,177	265	41,890	0,126	465	63,481	0,094	665	79,879	0,072	865	92,761	0,057
70	13,084	0,175	270	42,510	0,124	470	63,945	0,093	670	80,239	0,072	870	93,048	0,057
75	13,953	0,173	275	43,130	0,124	475	64.406	0,092	675	80,597	0,071	875	93,333	0,057
80	14,810	0,171	280	43,750	0,124	480	64,864	0,092	680	90,952	0,071	880	93,617	0,057
85	15,660	0,170	285	44,360	0,124	485	65,319	0,091	685	81,305	0,070	885	93,899	0,056
90	16,510	0,170	290	44,960	0,120	490	65,771	0,090	690	81,656	0,070	890	94,179	0,056
95	17,350	0,168	295	45,560	0,120	495	66,220	0,090	695	82,005	0,070	895	94,458	0,055
100	18,180	0,166	300	46,150	0,118	500	66,666	0,089	700	82 352	0,069	900	94,736	0,055
105	19,000	0,164	305	46,740	0,118	505	67,109	0,089	705	82,697	0,069	905	95,013	0,055
110	19,810	0,162	310	47,320	0,116	510	67,549	0,088	710	83,040	0,068	910	95,287	0,055
115	20,620	0,162	315	47,900	0,116	515	67,986	0,088	715	83,381	0,068	915	95,561	0,055
120	21,420	0,160	320	48,480	0,116	520	68,421	0,087	720	83,720	0,068	920	95,833	0 054
125	22,220	0 160	325	49,050	0,114	525	68,852	0,086	725	84,057	0,067	925	96,103	0,054
130	23,000	0,156	330	49,620	0,114	530	69,281	0,086	730	84,393	0,067	930	96,373	0,054
135	23,780	0,156	335	50,180	0,112	535	69,706	0,085	735	84,726	0,066	935	96,640	0,053
140	24,560	0,156	340	50,740	0,112	540	70,129	0,085	740	85,057	0,066	940	96,907	0,053
145	25,320	0,154	345	51,300	0,112	545	70,550	0,084	745	85,386	0,066	945	97,172	0.053
150	26,080	0,154	350	51,850	0,111	550	70,967	0,083	750	85,714	0,065	950	97,435	0,052
155	26.830	0,150	355	52,390	0,108	555	71,382	0,083	755	86,039	0,065	955	97,698	0,052
160	27,580	0,150	360	52,941	0,108	560	71,794	0,082	760	86,363	0,065	960	97,959	0,052
165	28,320	0,148	365	53,479	0,107	565	72,204	0,082	765	86,685	0,064	965	98,218	0,052
170	29,050	0,146	370	54,014	0,107	570	72,611	0,081	770	87,005	0,064	970	98,477	0,052
175	29,780	0,146	375	54,545	0,106	575	73,015	0,081	775	87,323	0,063	975	98,734	0.051
180	30,500	0,146	380	55,072	0,105	580	73,417	0,080	780	87,640	0,063	980	98,989	0,051
185	31,220	0,146	385	55,595	0,104	585	73,817	0,080	785	87,955	0,063	985	99,244	0,051
190	31,930	0,142	390	56,115	0,104	590	74,213	0,079	790	88,268	0,062	990	99,497	0,050
195	32,635	0,141	395	56,630	0,103	595	74,608	0,079	795	88,579	0,062	995	99,749	0,050
200	33,333	0,139	400	57,142	0,102	600	75,000	0,078	800	88,888	0,062	1000	100	0,050

R lettura del braccio variabile del Murray diretto con braccio fisso di 1000 ohm

l = distanza del guasto L = lunghezza di prova

La colonna Δ% indica gl'incrementi della percentuale $\frac{l}{L}$% per ogni ohm di variazione del valore di R.

ESTRATTI DAL TOMO III E TOMO IV DEL C.C.I.F. XV ASSEMBLEA PLENARIA - PARIGI LUGLIO 1949.

NB. - I riferimenti al C.C.I.F. contenuti nel libro vanno aggiornati tenendo conto delle sostanziali modifiche ed aggiunte che nel testo qui di seguito riportato sono intervenute rispetto alle norme precedentemente vigenti, specie rispetto ai Libri di Budapest (1936) ed Oslo (1938).

DAL TOMO II - TRASMISSIONE SULLE LINEE E MANUTENZIONE

TELEFONIA ORDINARIA [pag. 21, tomo III] (1).

Caratteristiche Generali.

I) Equivalenti di riferimento.

Limiti pratici dell'equivalente di riferimento fra due abbonati, dell'equivalente di riferimento del sistema emittente nazionale e dell'equivalente di riferimento del sistema ricevente nazionale.

In una comunicazione telefonica internazionale fra due abbonati situati nell'interno di uno stesso continente, l'equivalente di riferimento fra due abbonati non deve superare 4,6 neper o 40 decibel.

L'equivalente di riferimento del sistema emittente nazionale (a partire dalla estremità del circuito internazionale) non deve superare 2,1 neper o 18,2 decibel.

L'equivalente di riferimento del sistema ricevente nazionale (a partire dalla estremità del circuito internazionale) non deve superare 1,5 neper o 13 decibel.

Se nell'Ufficio testa di linea internazionale viene introdotto un guadagno, questo sarà compreso negli equivalenti di riferimento sopra menzionati dei sistemi nazionali.

Se in alcune interconnessioni l'equivalente nominale del circuito internazionale è ridotto di un certo ammontare nell'ufficio testa di linea internazionale interessato, questa riduzione sarà considerata come un guadagno corrispondente apportato al sistema nazionale.

Oss. 1. – Il limite massimo 4,6 neper deve considerarsi come un limite superiore assoluto, comprendente le variazioni di qualsiasi genere: variazioni di tempo, tolle-

(1) I capitoli, paragrafi e figure conservano la numerazione originale del Libro Giallo, per un più facile raffronto Naturalmente, i numeri mancanti indicano parti che non si è creduto di riportare in questo stralcio.

ranze in relazione ai valori nominali degli equivalenti di riferimento delle linee e degli apparecchi. Occorre inoltre tener presente che nei valori degli equivalenti di riferimento misurati nei laboratori del C.C.I.F. è possibile avere delle variazioni in un intervallo di circa 0,35 neper o 3 decibel, però per ora non si pensa di stabilire delle tolleranze imputabili a queste cause nella elaborazione dei piani per le reti telefoniche nazionali.

Oss. 2. – La condizione limite di trasmissione sopra indicata concerne solo l'equivalente di riferimento e non tiene conto delle riduzioni di qualità dovute agli effetti del rumore e della limitazione della banda di frequenze effettivamente trasmesse.

Limite pratico dell'equivalente per un circuito telefonico internazionale.

L'equivalente nominale (attenuazione d'inserzione fra resistenze pure terminali di 600 ohm) del circuito internazionale in servizio terminale fra gli jacks dei commutatori testa di linea internazionale, ivi compresi i trasformatori di linea, misurato a 800 periodi per secondo, non deve superare 0,8 neper o 7 decibel.

In particolare, questo limite tiene conto dell'attenuazione di inserzione del bicordo intercalato fra due circuiti internazionali all'ufficio testa di linea internazionale intermedio.

Oss. – Si è convenuto di stabilire in 0,2 neper o 1,7 decibel la variazione massima, in funzione del tempo, dell'equivalente del circuito internazionale in rapporto al suo valore nominale.

È di grande importanza, nel servizio internazionale, ridurre la variazione suddetta verificando con cura le tensioni delle batterie di alimentazione ed eliminando tutti i falsi contatti.

Limiti pratici dell'equivalente di riferimento fra due operatrici o fra una operatrice ed un abbonato.

In una comunicazione telefonica internazionale l'equivalente di riferimento, fra due operatrici o fra una operatrice ed un abbonato, non deve superare i valori contenuti nella seguente tabella:

Comunicazioni fra due operatrici		Comunicazioni fra una operatrice ed un abbonato			
Equivalente di riferimento del collegamento fra due operatrici.		Equivalente di riferimento del collegamento fra una operatrice ed un abbonato situati ad una stessa estremità della linea internazionale		Equivalente di riferimento del collegamento fra una operatrice ed un abbonato situati alle due estremità della linea internazionale	
Linee degli abbonati non connesse	Linee degli abbonati connesse	Circuito internazionale non connesso	Circuito internazionale connesso	Linea abbonato non connessa	Linea abbonato connessa
2,5 neper o 21,8 decibel	3,3 neper o 28,7 decibel	2,55 neper o 22,2 decibel	2,95 neper o 25,7 decibel	3,55 neper o 30,9 decibel	3,95 neper o 34,4 decibel

(*Omissis*).

III) Bande di frequenze effettivamente trasmesse; distorsioni di attenuazione; livelli relativi (pag. 24, tomo III).

1. Circuiti di tipo antico.

In telefonia si dice che una frequenza è « effettivamente trasmessa » allorchè l'equivalente del circuito per questa frequenza non supera di più di 1 neper (o 8,7 decibel) l'equivalente per la frequenza di 800 p/s.

Per quanto riguarda la distorsione d'attenuazione i circuiti di tipo antico debbono soddisfare alle seguenti condizioni:

a) Circuiti a 2 fili (vedi grafico di cui a fig. 1, che si applica al un circuito internazionale senza ufficio intermedio):

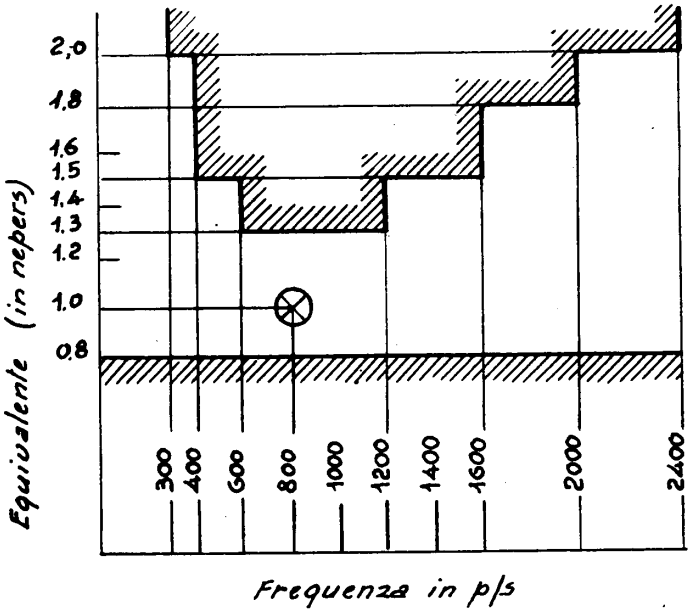


Fig. 1 – Limiti dell'equivalente di un circuito internazionale a 2 fili in servizio terminale alle sue due estremità.

Nota. – La curva dell'equivalente in funzione della frequenza deve essere contenuta nella zona non tratteggiata.

— L'equivalente non deve mai essere inferiore a valore di 0,8 neper o 6,95 decibel per qualsiasi frequenza.

— Di massima l'equivalente non deve superare i valori di:

1,3 neper o 11,3 decibel per le frequenze comprese fra 600 e 1200 p/s;
1,5 neper o 13 decibel per le frequenze comprese da una parte fra 400 e 600 p/s e dall'altra fra 1200 e 1600 p/s;

1,8 neper o 15 decibel per le frequenze comprese fra 1600 e 2000 p/s;
2,0 neper o 17,4 decibel per le altre frequenze considerate come effettivamente trasmesse (da 300 a 400 p/s e da 2000 a 2400 p/s).

— I valori di equivalente indicati al punto precedente sono fissati nella ipotesi che il valore di equivalente misurato a 800 p/s sia di 1 neper o 8,7 decibel; nel caso che l'equivalente a 800 p/s differisca da questo valore (restando tuttavia compreso fra i limiti di 0,8 neper o 6,95 decibel e 1,3 neper o 11,3 decibel) i valori indicati al punto precedente debbono essere maggiorati della differenza positiva o negativa fra il valore reale dell'equivalente misurato a 800 p/s ed il valore di 1 neper o 8,7 decibel.

b) *Circuiti a 4 fili* (vedi grafico di cui a fig. 2 che si applica ad un circuito internazionale senza ufficio di transito intermedio).

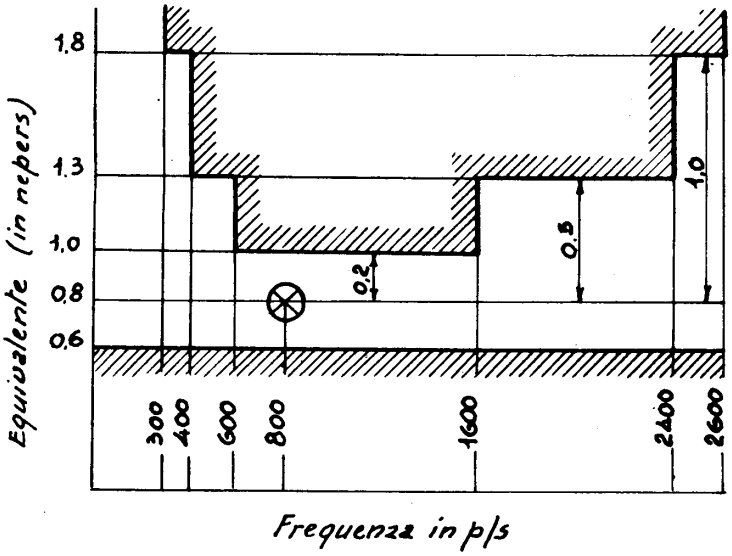


Fig. 2 – Limiti dell'equivalente di un circuito internazionale a 4 fili in servizio terminale alle due estremità.

Nota. – La curva dell'equivalente in funzione della frequenza deve essere contenuta nella zona non tratteggiata.

Le condizioni per un circuito internazionale a 4 fili utilizzato per servizio internazionale alle due estremità, e che sono applicabili nel caso che il circuito non comporti dispositivi speciali di stabilizzazione, quali soppressori di reazione, sono le seguenti:

— L'equivalente non deve mai essere inferiore al valore di 0,6 neper o 5,2 decibel a qualsiasi frequenza.

— Di massima l'equivalente non deve mai superare i valori di:

1,0 neper o 8,7 decibel per le frequenze comprese fra 600 e 1600 p/s;
1,3 neper o 11,3 decibel per le frequenze comprese da una parte fra 400 e 600 p/s e dall'altra fra 1600 e 2400 p/s;

1,8 neper o 15,6 decibel per le altre frequenze considerate come effettivamente trasmesse (da 300 a 400 p/s e da 2400 a 2600 p/s).

— I valori di equivalente indicati al punto precedente sono fissati nell'ipotesi che il valore dell'equivalente misurato a 800 p/s sia 0,8 neper o 6,9 decibel; nel caso che l'equivalente a 800 p/s differisca da questo valore (restando tuttavia compreso fra i limiti di 0,6 neper o 5,2 decibel e 1,0 neper o 8,7 decibel), i valori indicati al punto precedente debbono essere maggiorati della differenza positiva o negativa fra il valore dell'equivalente misurato a 800 p/s ed il valore di 0,8 neper o 6,9 decibel.

Livelli relativi. — Si conviene di prendere come origine, per la determinazione dei livelli relativi, l'estremità del circuito situata all'ufficio di partenza (tavolo di prova di questo Ufficio). Una correzione deve essere fatta per tener conto delle differenze di impedenza della linea ai due punti ove è effettuata la misura. Se, al punto considerato, il valore della potenza, della tensione, e della intensità, a seconda dei casi, è superiore al valore della grandezza corrispondente misurata al punto di origine, il livello relativo in questo punto è positivo (+); se essa è inferiore, il livello relativo è negativo (—).

Caso di un circuito a 4 fili: dato che l'equivalente può variare con la frequenza nei limiti specificati nel grafico di cui a fig. 2 conviene di ammettere per questi circuiti e per i livelli relativi di potenza all'uscita dei ripetitori frontiera, lato frontiera, i limiti indicati nel grafico di cui a fig. 3, essendo convenuto che il valore del livello relativo nominale di potenza (a 800 p/s) sia di + 0,5 neper o + 4,3 decibel.

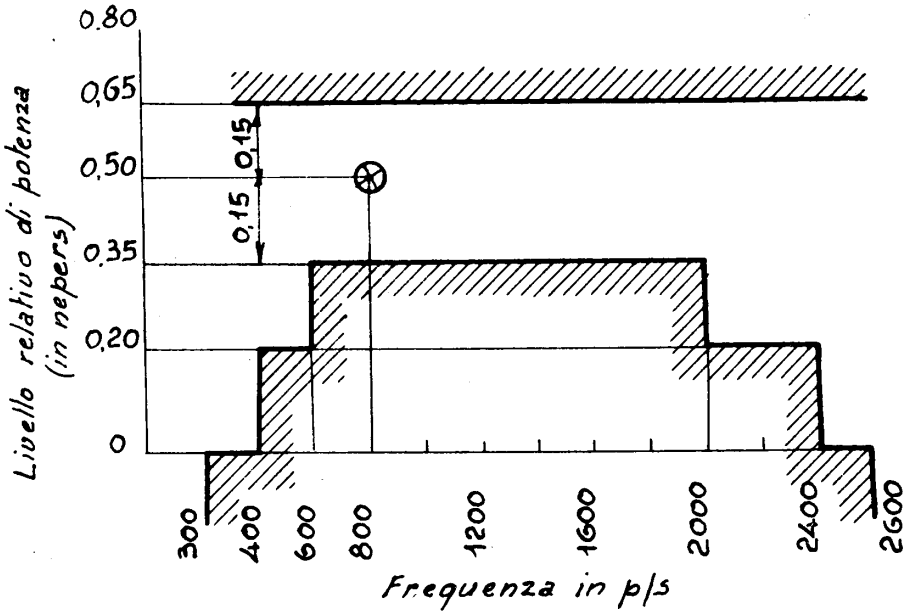


Fig. 3 – Limiti del livello di potenza all'uscita di un ripetitore frontiera, lato frontiera, di un circuito internazionale a 4 fili.

Nota. – Nessun punto rappresentante un valore di livello relativo di potenza deve cadere all'interno della zona tratteggiata.

Non sembra necessario di fissare delle tolleranze particolari per le variazioni, in funzione della frequenza, del dislivello misurato all'uscita di un ripetitore frontiera, poichè questo numero si calcola facilmente cominciando dalle tolleranze ammesse per il livello relativo di potenza.

In un punto qualunque di un circuito a 4 fili, e per qualsiasi frequenza della banda di frequenze effettivamente trasmesse, il livello relativo di potenza non deve essere nè superiore a + 1,1 neper o + 9,5 decibel, nè inferiore — 3,0 neper o — 26 decibel.

I valori massimi e minimi sopraindicati sono valevoli nel caso si utilizzino tubi a vuoto sviluppanti una potenza massima all'incirca di 50-60 milliwatt, e se si tratta di cavi per i quali si ammette una forza elettromotrice psofometrica di 5 millivolt alla estremità del circuito. Nel caso si disponga di tubi a vuoto di altra potenza, il massimo livello relativo ammissibile su un circuito a 4 fili si può calcolare come indicato a pag. 27 del tomo III.

Sui circuiti a 2 fili si deve tener conto dell'attenuazione del trasformatore differenziale (il di cui valore è vicino a 0,5 neper o 4,3 decibel) e si può ammettere un livello relativo di potenza eguale al valore ammesso per i circuiti a 4 fili diminuito del valore della detta attenuazione del trasformatore differenziale.

Il livello minimo ammissibile è determinato dal guadagno massimo che si può far dare ai ripetitori, avuto riguardo alla regolarità di costruzione del circuito. Nei cavi moderni si può ammettere lo stesso valore che per i circuiti a 4 fili (misurato all'entrata di uno degli amplificatori del ripetitore per circuito a 2 fili e non all'entrata dell'insieme del ripetitore).

2. Circuiti di tipo moderno.

Nella misura nella quale le condizioni economiche lo permetteranno il C.C.I.F. è di avviso di evitare, per i circuiti in cavo da posare in avvenire, qualsiasi linea e qualsiasi equipaggiamento che possa restringere la banda di frequenze effettivamente trasmesse entro i limiti 300-3400 p/s. Per quanto concerne i limiti ammissibili per la variazione (in funzione della frequenza) del livello relativo di potenza all'uscita di un ripetitore frontiera, i circuiti a frequenza vocale di tipo moderno (trasmettenti effettivamente la banda di 300-3400 p/s) devono soddisfare ai limiti indicati nel grafico di cui a fig. 6.

(*Omissis*).

V) Stabilità della trasmissione telefonica (pag. 35, tomo III).

La stabilità della catena dei circuiti nazionali ed internazionali fra due uffici interurbani estremi, allorchè le estremità di questa catena sono isolate, deve essere al minimo 0,2 neper o 1,74 decibel.

Per facilitare la realizzazione di questa condizione occorre che l'attenuazione di equilibrio (in rapporto all'equilibratore impiegato nel terminale) del sistema (emittente o ricevente) nazionale, misurato o calcolato nell'ufficio testa di linea internazionale, sia al minimo eguale a 0,6 neper o 5,2 decibel in tutta la banda di frequenze effettivamente trasmesse dal circuito internazionale. Per questa misura all'ufficio interurbano estremo dal quale dipende l'abbonato i terminali del circuito debbono essere isolati.

L'attenuazione di regolarità di una sezione di amplificazione di un circuito internazionale a 2 fili deve avere un valore sufficiente tale che la condizione relativa all'equilibramento di impedenza sia soddisfatta.

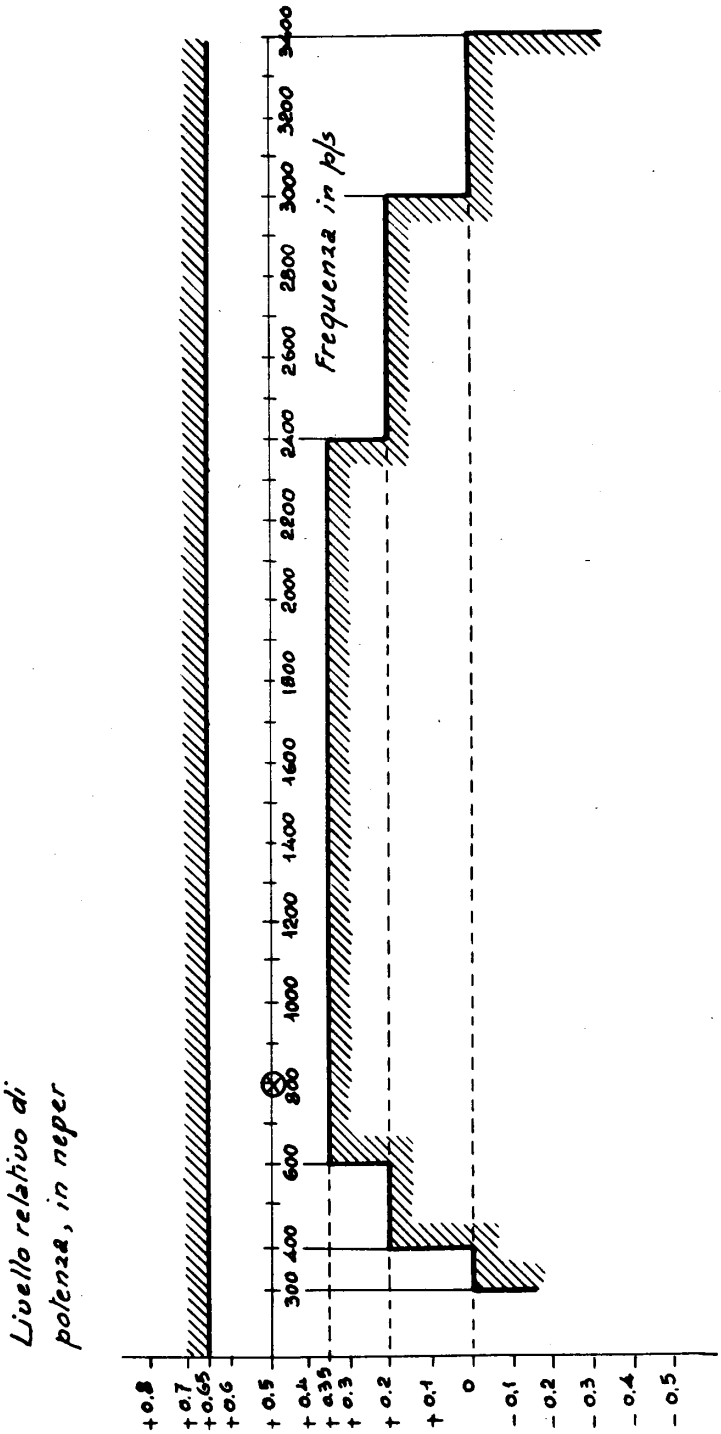


Fig. 6 – Limiti ammessi per la variazione (in funzione della frequenza) del livello relativo di potenza all'uscita di un ripetitore frontiera, lato frontiera, di un circuito internazionale a 4 fili, trasmettente effettivamente la banda di frequenza compresa fra 300 e 3400 p/s.

Il coefficiente di riflessione $\frac{Z - W}{Z + W}$ fra un ripetitore a due fili di impedenza (W) misurata nelle condizioni di utilizzazione, ivi compresi i due equilibratori ed essendo soppressi gli effetti di reazione, ed una linea di impedenza Z non deve essere superiore a 0,2 per linea a carica semipesante e 0,1 per linea a carica leggera, in tutta la banda delle frequenze per la quale il ripetitore deve avere un buon rendimento.

VI) Tempi di propagazione.

In una comunicazione continentale occorre limitare il tempo di propagazione fra i due abbonati ad un valore provvisoriamente fissato in 250 millisecondi.

Per raggiungere questo scopo il tempo di propagazione su ciascuno dei sistemi nazionali (emittente o ricevente) non deve superare i 50 millisecondi, e sul circuito o sull'insieme di circuiti internazionali non deve sorpassare i 150 millisecondi.

Come valori medi, per un programma di interconnessione telefonica in Europa e nel Bacino Mediterraneo si prenderanno rispettivamente 50 e 100 millisecondi.

È desiderabile in una comunicazione intercontinentale, sempre che le condizioni economiche lo permettano, di limitare il tempo di propagazione, all'interno del continente europeo, fra l'abbonato ed i terminali del circuito intercontinentale, ad un valore fissato provvisoriamente in 100 millisecondi.

Il tempo di propagazione del quale qui si parla è il rapporto fra la lunghezza del collegamento e la velocità di fase di un'onda sinusoidale in regime permanente di frequenza 800 p/s. La velocità di fase è il rapporto fra la pulsazione e la costante di lunghezza d'onda (o costante di fase) del collegamento.

VII) Distorsione di fase.

La distorsione di fase dei circuiti internazionali e dei circuiti interurbani nazionali (ivi compresi gli organi di equipaggiamento) deve essere tale che le differenze fra i tempi di propagazione a 800 p/s e quella minima e massima effettivamente trasmessa non debbono superare i seguenti valori:

	Frequenza minima effettiv. trasmes.	Frequenza max effettiv. trasmes.
1) Caso di una comunicazione *continentale*:		
Sulla sezione internaz. della comunicazione	10 millisecondi	5 millisecondi
Su ciascuna delle sezioni nazionali	20 millisecondi	10 millisecondi
Sull'insieme delle comunicazioni.....	50 millisecondi	25 millisecondi
2) Caso di comunicazione *intercontinentale*:		
Sulla sezione compresa fra i terminali del posto di abbonato e l'origine del circuito intercontinentale	30 millisecondi	15 millisecondi

[Il tempo di propagazione di cui qui si parla è quello « di gruppo » $\left(\frac{d\alpha}{d\omega}\right)$.]

(*Omissis*).

VIII) Perturbazioni (pag. 38, tomo III).

Diafonia. — Lo scarto tele- o paradiafonico fra due circuiti completi terminati allo stesso punto in posizione di servizio terminale non deve essere inferiore a:

6,7 neper o 58,2 decibel pel 90% delle combinazioni dei due circuiti a 4 fili;
6 neper o 52,1 decibel per la totalità delle combinazioni dei due circuiti a 4 fili;
5,8 neper o 50,4 decibel per la totalità delle combinazioni dei due circuiti a 2 fili.

Rumori del circuito. — Questa questione è allo studio. Si può ammettere a titolo provvisorio che i rumori di circuito debbono essere piccoli in modo tale che la f.e.m. psofometrica misurata ai jacks del circuito in servizio manuale, o alle spine del selettore nel servizio automatico, sia inferiore a 5 millivolt.

Dato che l'equivalente del circuito internazionale in servizio terminale può essere inferiore o eguale a 0,8 neper, e che un valore fisso per l'equivalente in servizio terminale non è stato ancora adottato, bisogna prevedere che questo limite di 5 millivolt si riferisca al punto di livello relativo 0,8 neper.

È desiderabile che le linee internazionali e le centrali telefoniche, siano costruite in modo da ridurre il rumore prodotto dalle stesse installazioni telefoniche, allo stretto minimo possibile.

(*Omissis*).

X) Impedenze dei circuiti interurbani ed internazionali (pag. 40, tomo III).

Nel caso dei circuiti a 4 fili il C.C.I.F., considerato lo stato di fatto esistente, ha stabilito:

— che tutti i circuiti facenti capo ad uno stesso ufficio interurbano debbono avere lo stesso valore nominale dell'impedenza vista dal commutatore interurbano (o dal selettore interurbano);

— che il valore nominale dell'impedenza dei circuiti interurbani (vista dal jack del commutatore manuale o vista dal selettore) deve essere di 800 ohm, oppure di 600 ohm.

Analogamente per il caso dei circuiti a 2 fili.

(*Omissis*).

TELEFONIA A CORRENTI VETTRICI [pag. 61, tomo III]

Normalizzazione in Europa delle intelaiature dei sistemi a correnti vettrici.

Il CCIF ha emesso il parere che in avvenire le dimensioni dei sistemi a correnti vettrici fabbricati nei paesi europei soddisfino alle seguenti condizioni:

Distanza fra le file. — Il distanziamento massimo fra le file deve essere tale che si possano piazzare (fra due file) degli apparecchi portatili di misura su carrelli, ed anche che un operatore possa lavorare comodamente fra due file. Sembra che, come ordine di grandezza si possa raccomandare 75 cm almeno.

Altezza totale. — L'altezza totale dei telai al di sopra del pavimento (non compreso lo spazio destinato al percorso superiore dei cavi) non deve essere maggiore di 320 cm.

Di massima si debbono prevedere: 30 cm per l'ingombro del canale dei cavi ed all'incirca altri 30 cm per accedere a questi cavi, ciò che farebbe al massimo 60 cm fra l'estremità del telaio ed il soffitto; nelle stazioni amplificatrici o terminali più importanti, ove si debbono prevedere, oltre ai cavi rileganti una apparecchiatura all'altra, dei cavi generali di distribuzione, si raccomanda che l'altezza fra il pavimento ed il soffitto sia almeno di 4 metri, onde facilitare l'accesso ai cavi.

Profondità. — La profondità di un telaio, nel caso sia a doppia faccia, non deve essere superiore a 45 cm (la tendenza attuale è di utilizzare solo telai a doppia faccia).

Sistemi di telefonia multipla a correnti vettrici per linee in fili nudi aerei.

1. Sistemi a piccolo numero di canali.

Caratteristiche Generali.

Generalità. — La telefonia multipla a correnti vettrici ad alta frequenza può essere utilizzata su linee in fili nudi aerei.

La ripartizione delle frequenze può essere, ad esempio, la seguente:

fino a 300 p/s, telegrafia infra-acustica;
da 300 a 4000 p/s, telefonia a bassa frequenza;
al disopra di 4000 p/s, telegrafia e telefonia ad alta frequenza.

Se la bassa frequenza è utilizzata per i collegamenti delle emittenti radiofoniche, si dovrà riservare una banda più larga, per esempio, da 50 a 10.000 p/s.

Una comunicazione telefonica ad alta frequenza può essere realizzata sia utilizzando la stessa banda di frequenze sulla via di andata e su quella di ritorno, sia utilizzando bande di frequenza distinte sulle due vie di andata e di ritorno.

È raccomandabile di trasmettere sui canali ad alta frequenza una sola banda laterale di modulazione; la corrente portante può essere soppressa o essere trasmessa allo stesso tempo alla banda laterale.

Nel caso di un sistema a portanti soppresse, gli oscillatori utilizzati alle estremità di uno stesso canale dovranno essere muniti di un dispositivo di sincronizzazione, oppure presentare una stabilità di frequenza sufficiente tale da non richiedere una regolazione troppo frequente (ad es. più di una volta la settimana).

Un sistema completo che permetta una comunicazione telefonica ad a. f. deve comprendere:

a) due dispositivi terminali per l'attacco alla linea interurbana e alla linea di abbonato (o al tavolo interurbano);
b) due trasmettitori;
c) due ricevitori;
d) dei filtri per separare le diverse bande di frequenze o delle forchette in a. f. nel caso in cui si utilizzi la stessa banda di frequenza nei due sensi;
e) i dispositivi di segnalazione, di sorveglianza e di regolazione;
f) dei ripetitori intermedi se necessario.

In ciascuna centrale estrema è installata una metà del sistema e cioè un terminale, un trasmettitore, un ricevitore nonchè i relativi filtri e dispositivi di sorveglianza.

In ciascuna stazione ripetitrice sono installati dei filtri, dei dispositivi di sorveglianza e di regolazione, le forchette (se si utilizza la stessa banda di frequenza nei due sensi) e gli amplificatori per le due direzioni.

Equivalenti e livelli. — I livelli della comunicazione completa: centrale interurbana, apparecchiatura in a. f., linea in fili nudi aerei, apparecchiatura in a. f., centrale interurbana devono essere determinati in maniera che:

a) l'equivalente misurato a 800 p/s fra le due centrali interurbane non superi 1,0 neper o 8,7 decibel;

b) in alcuni casi (conversazioni di transito, circuiti misti con lunghe sezioni in cavo) è desiderabile di poter disporre fra le apparecchiature ad a. f. di un guadagno risultante fino ad 1,0 neper o 8,7 decibel;

c) se il « livello assoluto di bassa frequenza » utilizzato per la modulazione è zero alla centrale interurbana, il livello assoluto di alta frequenza risultante dalla modulazione non deve oltrepassare il valore + 2,0 neper o + 17,4 decibel, allo inizio della linea aerea e non deve essere inferiore al valore — 4 neper o — 34,7 decibel alla estremità della linea aerea.

Distorsione di ampiezza. — Per i canali in a. f. dei sistemi per linee aeree vale la stessa banda effettivamente trasmessa, prevista per i circuiti in b. f. a 2 fili (grafico della fig. 1).

Diafonia ed altre perturbazioni. — Le condizioni sono le stesse richieste ai circuiti in b. f. Lo scarto para- o telediafonico in bassa frequenza, alla centrale interurbana, fra due canali in a. f. di uno stesso circuito o fra un canale in a. f. e quello in b. f. di uno stesso circuito, deve essere superiore a 6,7 neper o 58,2 decibel; lo scarto para- o telediafonico, nelle stesse condizioni, fra due canali in a. f. appartenenti a circuiti fisici della stessa palificazione deve essere superiore a 5,4 neper o 46,9 decibel.

Al fine di ridurre, il più possibile, la diafonia fra i diversi collegamenti a corrente vettrice sui circuiti della stessa palificazione si raccomanda di adattare, nelle stazioni terminali e nelle stazioni ripetitrici, le impedenze di entrata delle apparecchiature alle impedenze caratteristiche dei circuiti ai quali esse sono allacciate, nel modo più corretto possibile. A titolo provvisorio si raccomanda di realizzare tale adattamento in modo che il coefficiente di riflessione

$$\frac{Z - W}{Z + W}$$

non oltrepassi il valore di 0,1 neper sia per l'impedenza di entrata che per l'impedenza di uscita (essendo Z l'impedenza della linea, e W l'impedenza dell'apparecchiatura terminale).

La forza elettromotrice psofometrica misurata nella centrale interurbana, al jack del circuito nel caso di servizio manuale o alle spine del selettore nel caso di servizio automatico, deve essere inferiore a 5 milliwatt.

Interconnessioni ed echi. — Le interconnessioni dei circuiti in a. f. saranno effettuate in modo che:

a) non si produca nessun effetto d'eco addizionale;

b) i livelli in ciascun circuito non varino più di ± 0,2 neper o ± 1,7 decibel.

L'*attenuazione supplementare* prodotta nella conversazione ordinaria a bassa frequenza da tutto l'equipaggiamento dell'a. f. non deve oltrepassare 0,15 neper o 1,3 decibel per una frequenza qualunque compresa fra 300 e 2400 p/s, se non vi sono ripetitori a. f. in linea.

Quando un circuito equipaggiato per la telefonia con correnti vettrici è combinato con un altro circuito, la presenza delle istallazioni di a. f. non deve compromettere il funzionamento del circuito virtuale. A tal scopo gli stessi filtri di linea devono essere riprodotti sull'altro circuito, onde ristabilire l'equilibrio.

(*Omissis*).

2. Sistema ad almeno 12 canali telefonici a corrente vettrice su una coppia di fili nudi aerei (pag. 68, tomo III).

Caratteristiche Generali.

Banda di frequenze effettivamente trasmesse da ciascun canale telefonico.

La banda di frequenze vocali effettivamente trasmesse su ciascun canale telefonico sarà la banda di frequenze da 300 p/s a 3400 p/s.

Gruppo primario di base. — Il gruppo primario di base sarà uno dei due gruppi primari di base normalizzati per i sistemi a correnti vettrici su coppie simmetriche o su coppie coassiali in cavo, come segue:

Gruppo A: 12 canali compresi fra 12 e 60 kc/s trasmettenti la banda laterale superiore per ciascun canale singolo.

Gruppo B: 12 canali compresi fra 60 e 108 kc/s trasmettenti la banda laterale inferiore per ciascun canale singolo.

Frequenze trasmesse in linea. — Il sistema permetterà 12 canali telefonici a corrente vettrice.

Il sistema utilizzerà una coppia di fili nudi aerei. Fra due terminali o stazioni di derivazione, i 12 canali nella direzione *AB* saranno situati su tutto il percorso nella parte superiore della banda di frequenze trasmesse in linea, e i 12 canali nella direzione *BA* nella parte inferiore di questa banda di frequenze. La frequenza più bassa trasmessa sulla linea sarà almeno eguale a 36 kc/s.

A titolo informativo le figure 12 e 13 rappresentano due sistemi di ripartizione di frequenze trasmesse in linea e della corrispondente scelta delle frequenze pilota (schema I e II). Per assicurare una certa uniformità nella rete telefonica internazionale, si raccomanda che le Amministrazioni o Esercizi privati interessati in un collegamento internazionale a corrente vettrice su linee in fili nudi aerei scelgano sempre (se possibile) sia l'uno, che l'altro di questi sistemi e non utilizzino un sistema diverso.

Il C.C.I.F. non raccomanda in special modo lo schema I o lo schema II. Le Amministrazioni o Esercizi privati interessati alla realizzazione di un sistema a 12 canali telefonici a correnti vettrici su linee internazionali in fili nudi aerei dovranno esaminare in ciascun caso particolare quale di questi due schemi convenga meglio adottare sia dal punto di vista tecnico che economico.

Inoltre, l'impiego su una stessa palificazione di più sistemi a correnti vettrici a 12 canali (corrispondenti a coppie differenti di fili nudi aerei) richiede la coordinazione giudiziosa della posizione dei gruppi primari corrispondenti nello spettro delle frequenze. A titolo indicativo, le fig. 14 e 15 mostrano due possibili procedimenti (1 e 2).

(*Omissis*).

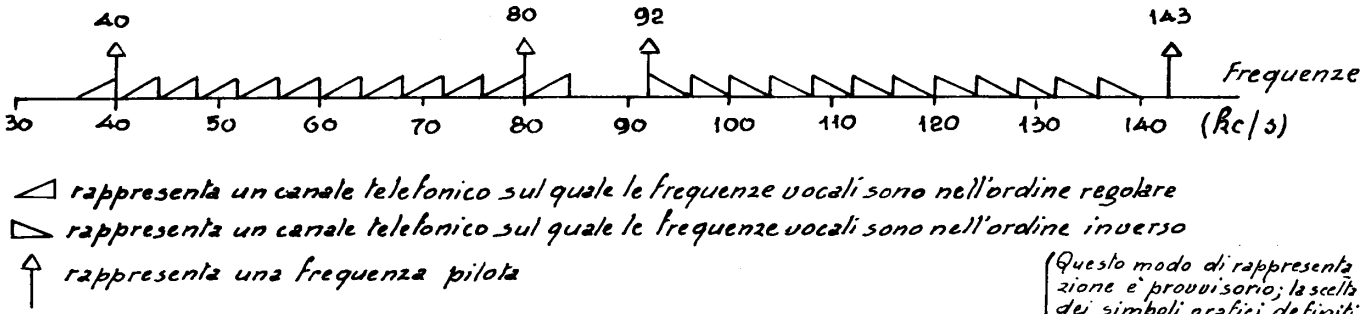


Fig. 12 – Schema I di ripartizione delle frequenze in linea in un sistema a 12 canali telefonici a correnti vettrici su fili nudi aerei.

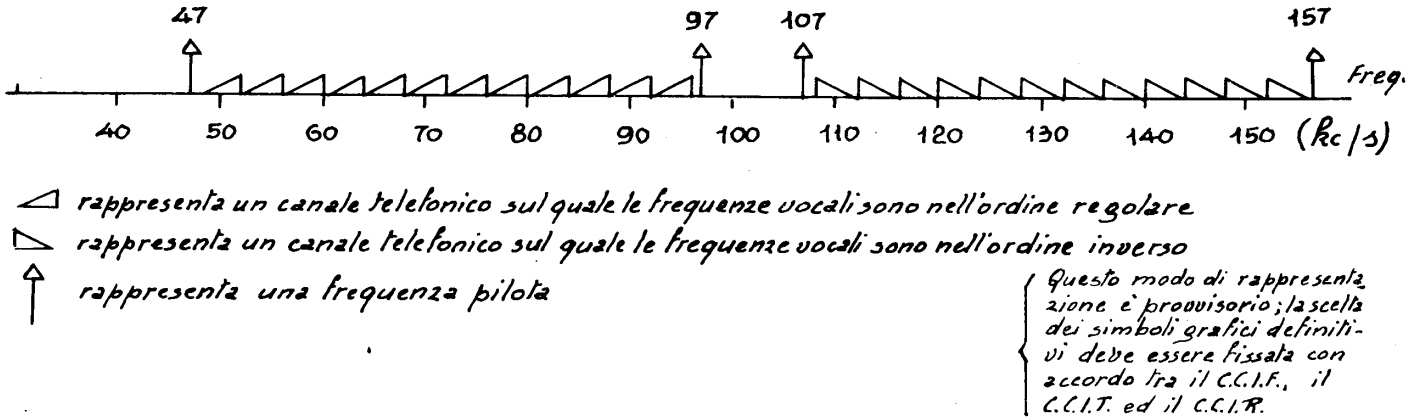


Fig. 13 – Schema II di ripartizione di frequenze trasmesse in linea in un sistema a 12 canali telefonici a correnti vettrici su fili nudi aerei.

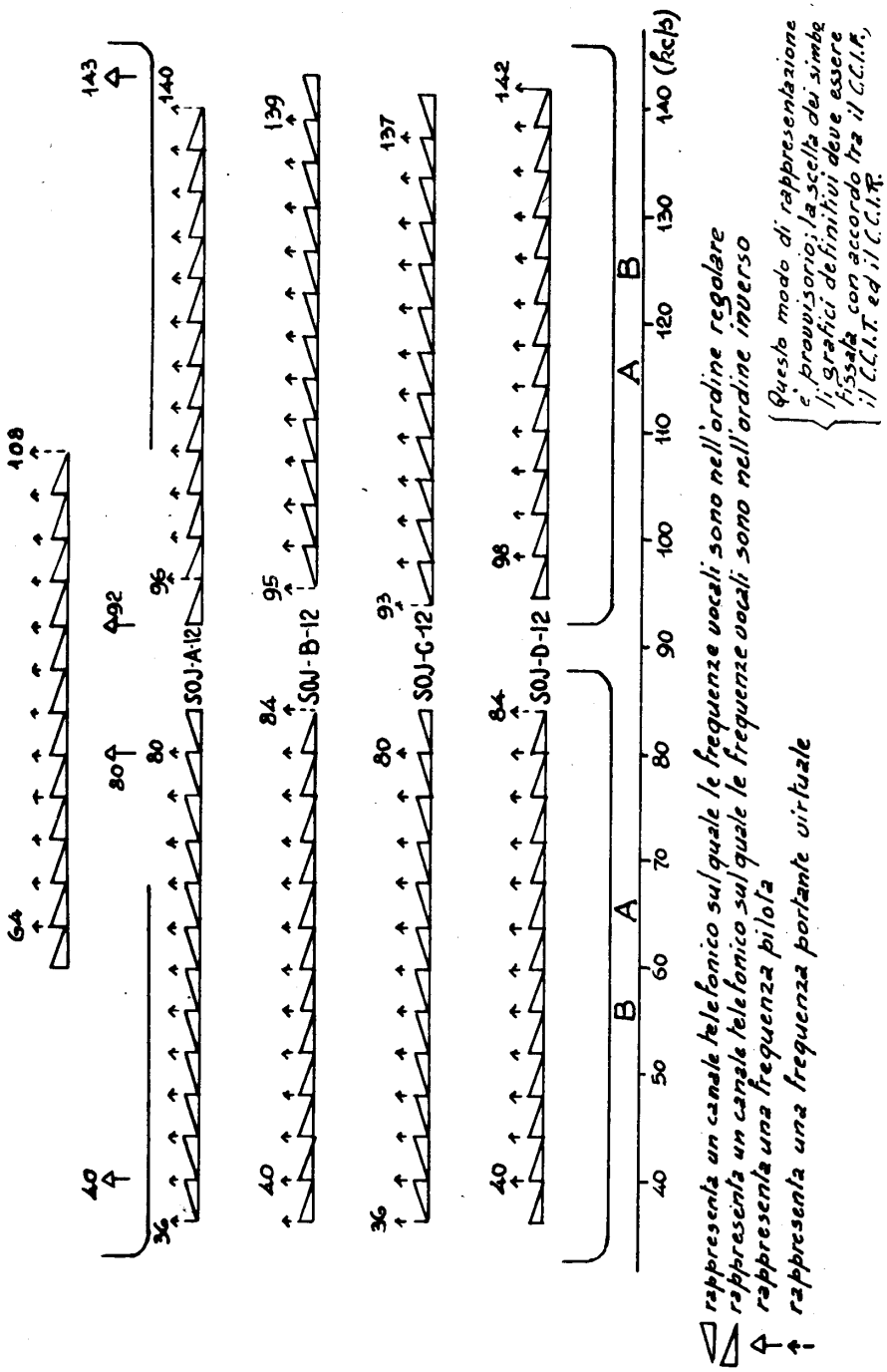


Fig. 14 – Schema di ripartizione delle frequenze in un sistema a 12 canali telefonici a correnti vettrici su fili nudi aerei utilizzanti il procedimento 1.

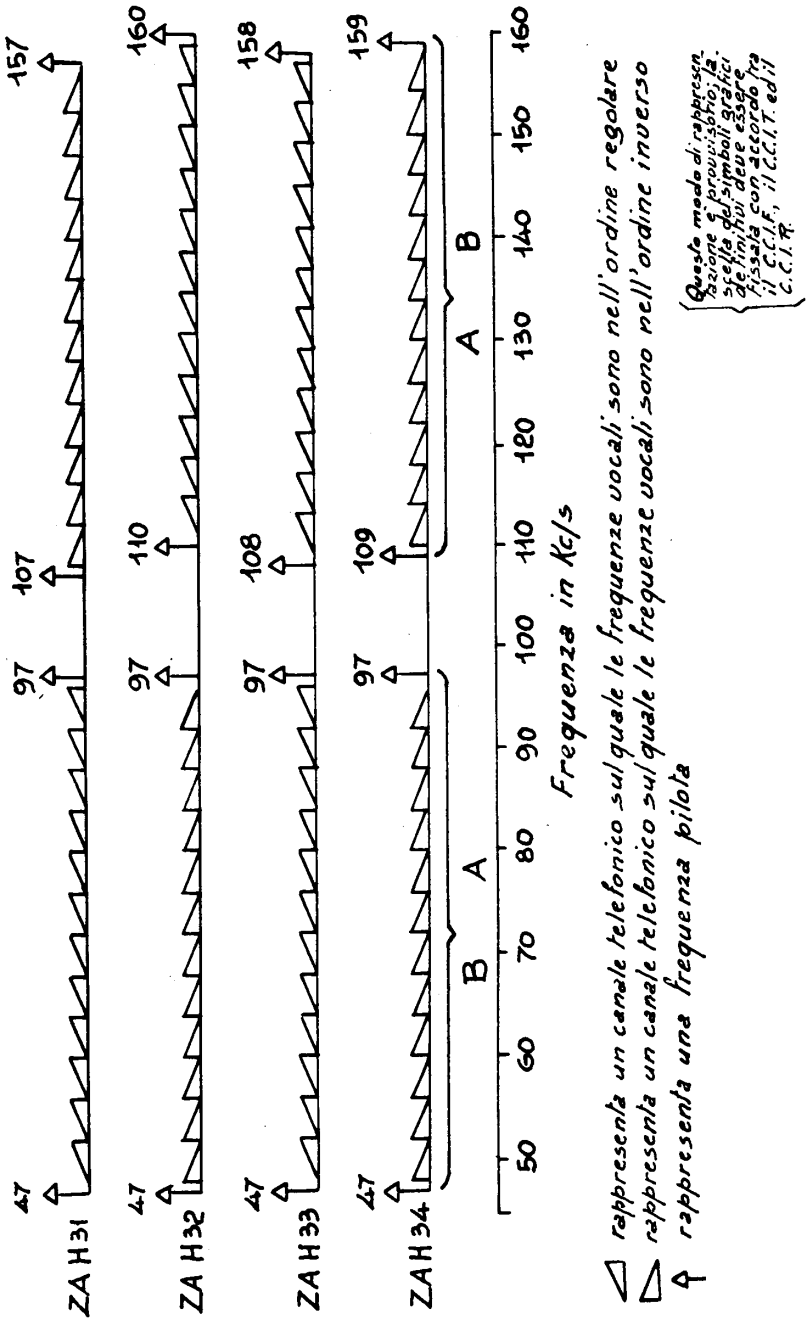


Fig. 15 – Schema di ripartizione di frequenze in un sistema a 12 canali telefonici a correnti vettrici su fili nudi aerei utilizzanti il procedimento 2.

Sistemi di telefonia multipla a 12 o 24 canali a correnti vettrici su coppie simmetriche non pupinizzate in cavo [pag. 87, tomo III].

Caratteristiche Generali.

Banda di frequenze effettivamente trasmesse da ciascun canale telefonico e distorsione di attenuazione.

Vale quanto raccomandato per la telefonia ordinaria circuiti di tipo moderno. La banda deve andare da 300 a 3400 p/s ed i limiti per la distorsione di attenuazione sono quelli del grafico fig. 21.

Frequenze trasmesse in linea. — La ripartizione delle frequenze trasmesse in linea deve essere conforme alle seguenti regole:

Caso 1° – Sistemi a 12 canali telefonici a correnti vettrici su coppie simmetriche in cavo.

La banda totale di frequenze utilizzate va da 12.000 p/s a 60.000 p/s. In questa banda si dispone di un gruppo di 12 canali contigui. La banda laterale trasmessa in linea è la banda laterale superiore corrispondente alle seguenti frequenze vettrici virtuali:

12, 16, 20, ... 56 kc/s

(Chiamasi frequenza vettrice virtuale la frequenza che sarebbe trasmessa in linea se si applicasse la frequenza zero all'entrata a bassa frequenza del canale telefonico considerato).

Caso 2° – Sistemi a 24 canali telefonici a corrente vettrice su coppie simmetriche in cavo.

La banda totale di frequenze utilizzate va da 12 kc/s a 108 kc/s. In questa banda si dispone di due gruppi di 12 canali contigui, come segue:

Gruppo A: 12 canali compresi fra 12 e 60 kc/s trasmettenti la banda laterale superiore di ogni canale.

Bruppo B: 12 canali compresi fra 60 kc/s e 108 kc/s trasmettenti la banda laterale inferiore di ogni canale.

Il gruppo A è identico al gruppo utilizzato nei sistemi a 12 canali telefonici a correnti vettrici in cavo.

(*Omissis*).

Diafonia [pag. 92, tomo III].

1. Diafonia lineare.

a) *Per una sezione di amplificazione chiusa sulle sue impedenze caratteristiche.* — I risultati delle misure relative, sia alla attenuazione di telediafonia fra circuiti della stessa direzione, sia alla attenuazione di paradiafonia fra circuiti di direzione diversa, devono dare valori non inferiori ad almeno 8 neper o 69,5 decibel.

(*Omissis*).

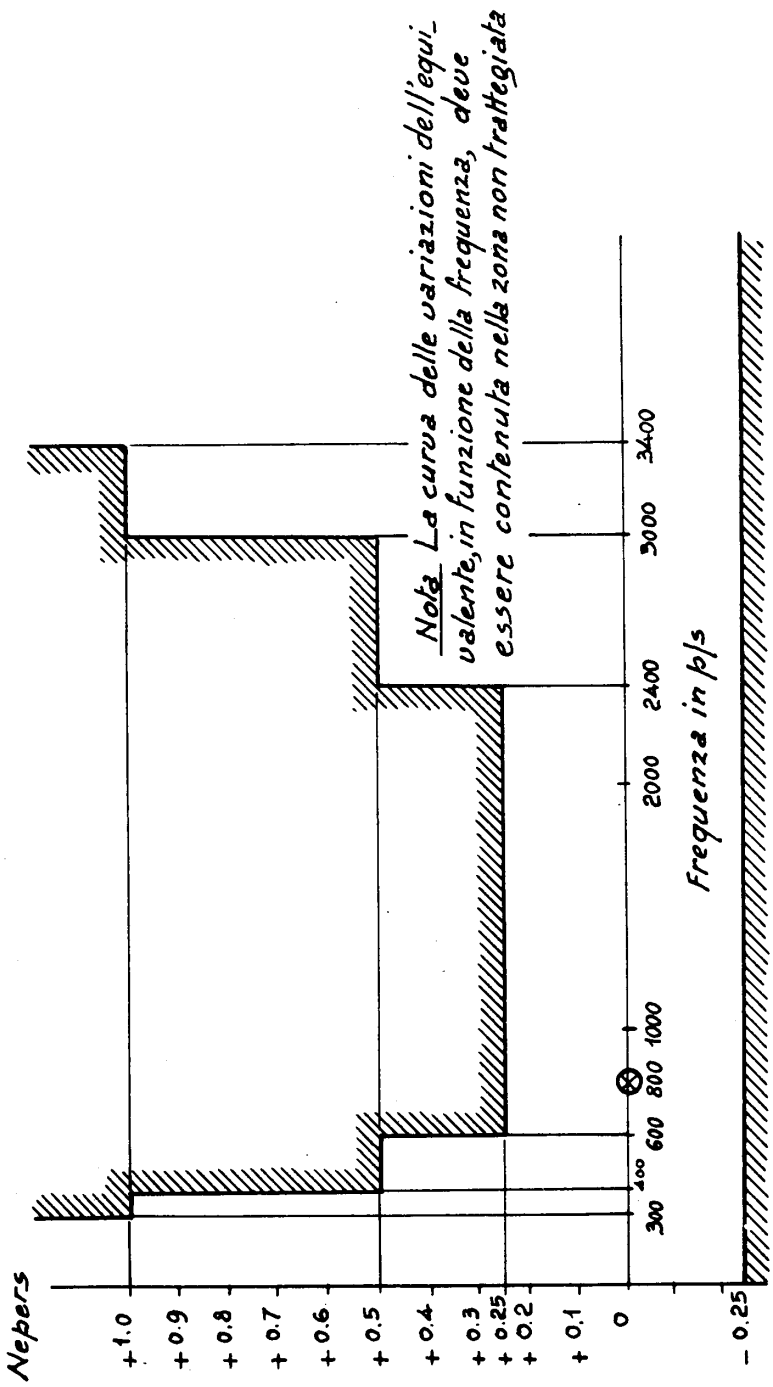


Fig. 21 – Limiti ammissibili per la variazione, in funzione della frequenza, dell'equivalente in servizio terminale, in rapporto al suo valore nominale a 800 p/s. (Circuito internazionale trasmettente effettivamente la banda di frequenza compresa fra 300 e 3400 p/s).

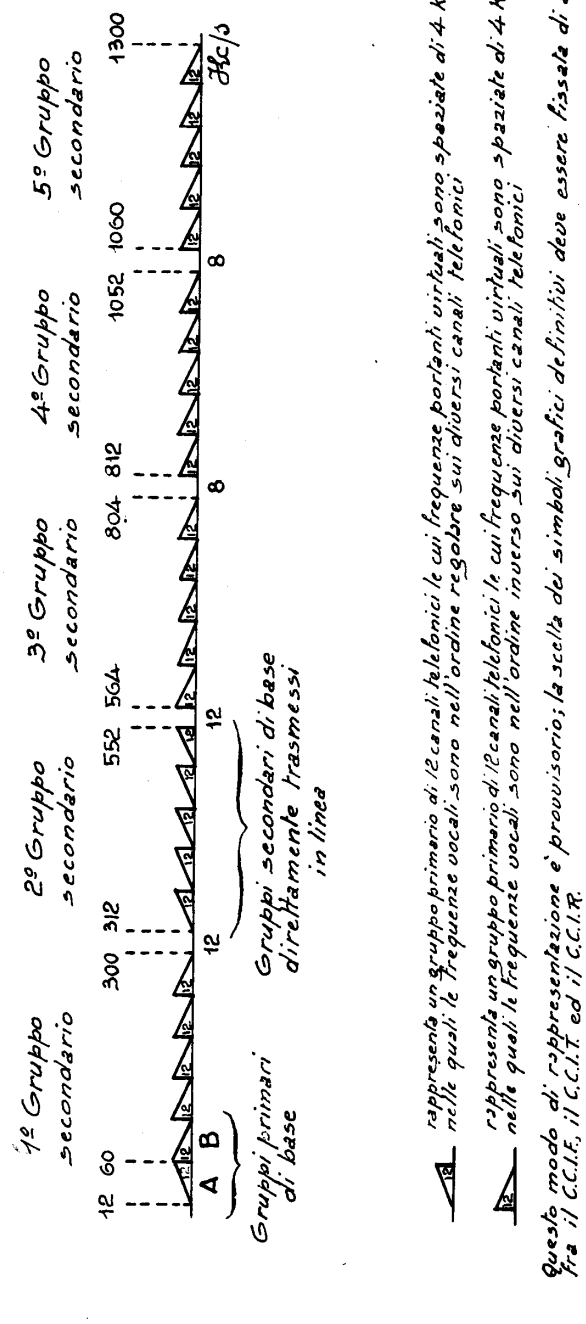


Fig. 25 – Ripartizione di frequenze trasmesse in linea sui cavi internazionali trasmettenti effettivamente una banda di frequenze molto larga.

b) *Per un circuito completo.* — Lo scarto tele- o paradiafonico fra due circuiti completi di uno stesso cavo, in posizione di servizio terminale, con un equivalente di 0,8 neper o 7 decibel, non deve essere inferiore a 6,7 neper o 58,2 decibel per 90% delle combinazioni di circuiti costituiti da canali telefonici di sistemi a 12 o 24 canali a correnti vettrici, ed a 6 neper o 52 decibel per la totalità delle combinazioni di tali circuiti.

2. Rumori di circuito, ivi compresa la diafonia di non linearità.

Si ammette che il rumore di circuito totale (ivi compresa la diafonia non lineare) misurato alla estremità di un circuito (di una lunghezza massima di 2500 km) stabilito su un canale di un sistema a correnti vettrici su coppie simmetriche non pupinizzate in cavo non deve oltrepassare il valore corrispondente ad una forza elettromotrice psofometrica di due millivolt, al punto di livello relativo — 0,8 neper o — 7 decibel.

(*Omissis*).

Sistemi di telefonia multipla a correnti vettrici su coppie coassiali in cavo [pag. 99, tomo III].

Caratteristiche Generali.

Banda di frequenze effettivamente trasmesse da ciascun canale telefonico.

Ciascun canale telefonico deve trasmettere effettivamente una banda di frequenze che vada almeno da 300 a 3400 p/s.

Distorsione d'attenuazione. — La variazione (in funzione della frequenza) dell'equivalente (in servizio terminale) di un circuito internazionale trasmettente effettivamente la banda di frequenze da 300 a 3400 p/s non deve oltrepassare i limiti indicati dal grafico della fig. 21.

Ripartizione delle frequenze trasmesse in linea. — La ripartizione delle frequenze trasmesse in linea deve essere conforme allo schema della fig. 25.

(*Omissis*).

DAL TOMO IV - DEFINIZIONI E RACCOMANDAZIONI DI PRINCIPIO RELATIVE ALLA TRASMISSIONE

Unità di trasmissione: neper, decineper, bel, decibel.

Nella trasmissione telefonica si è condotti ad esprimere dei rapporti di due grandezze aventi stesse dimensioni fisiche con i logaritmi di tali rapporti. Si considera, ad esempio, il logaritmo del rapporto di due potenze P_1 e P_2, apparenti o reali, di due tensioni elettriche V_1 e V_2, di due intensità di corrente elettrica I_1 e I_2.

Si utilizza in pratica sia il sistema di logaritmi neperiani, sia il sistema dei logaritmi decimali.

Il *neper* è l'appellativo da cui son fatti seguire i numeri N, N' definiti dalle formule:

$$N = \log_e \frac{V_1}{V_2} \qquad N' = \log_e \frac{I_1}{I_2}$$

e per estensione il numero N'' definito dalla formula:

$$N'' = \tfrac{1}{2} \log_e \frac{P_1}{P_2}$$

Il *decineper* è l'appellativo da cui son fatti seguire i numeri N e N', definiti dalle formule:

$$N = 10 \log_e \frac{V_1}{V_2} \qquad N' = 10 \log_e \frac{I_1}{I_2}$$

e per estensione il numero N'' definito dalla formula:

$$N'' = 5 \log_e \frac{P_1}{P_2}$$

Il *bel* è l'appellativo da cui è fatto seguire il numero N, definito dalla formula:

$$N_1 = \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

e per estensione i numeri N_1' e N_1'' definiti dalle formule:

$$N_1' = 2 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \qquad N_1'' = 2 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}$$

il *decibel* è l'appellativo da cui è fatto seguire il numero N, definito dalla formula:

$$N_1 = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

e per estensione i numeri N_1' e N_1'' definiti dalle formule:

$$N_1' = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \qquad N_1'' = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}$$

Impedenze.

1. Impedenze immagini. — Sono quelle con le quali è chiuso un quadripolo passivo quando, a ciascun accesso di detto quadripolo, le impedenze nei due sensi sono uguali fra di loro in modulo ed in argomento.

Nota. — È lo stesso dire che l'impedenza immagine a ciascun accesso del quadripolo è la media geometrica delle impedenze a circuito aperto e di corto circuito del quadripolo visto da questo accesso. Nel caso di un quadripolo simmetrico, l'impedenza immagine è uguale all'impedenza iterativa (vedere appresso).

2. Impedenze iterative. — Son quelle con le quali è chiuso un quadripolo passivo quando l'impedenza, vista da ciascun accesso di questo quadripolo, è uguale in modulo ed in argomento all'impedenza raccordata all'altro accesso del detto quadripolo.

3. Impedenze coniugate. — Sono quelle con le quali è chiuso un quadripolo passivo quando a ciascun accesso di questo quadripolo, le impedenze nei due sensi hanno stessa resistenza e reattanze uguali ed opposte.

4. Impedenza di trasduzione. — L'impedenza di trasduzione fra i due accessi di un quadripolo passivo è il rapporto complessivo della tensione elettrica sinusoidale applicata al primo accesso all'intensità della corrente elettrica che ne risulta al secondo accesso.

5. Impedenza caratteristica. — L'impedenza caratteristica di una linea omogenea o di una linea a struttura ricorrente assimilabile ad una linea omogenea, è l'impedezna sotto la quale da un qualunque punto della linea, si vede l'estremità ricevente posta all'infinito.

Esponenti di trasduzione o di propagazione; attenuazioni o guadagni; sfasamenti; eco, punto fischiante; stabilità.

1. Esponente di trasduzione (su immagini) di un quadripolo passivo è la espressione:

$$\tfrac{1}{2} \log_e \frac{V_1}{V_2} \frac{I_1}{I_2}$$

essendo V_1, I_1, V_2, I_2 i numeri complessi rappresentanti la tensione elettrica e l'intensità della corrente elettrica all'entrata ed all'uscita di questo quadripolo quando è chiuso sulle sue impedenze immagini.

La parte reale dell'esponente di trasduzione (su immagini) si chiama *attenuazione immagine* [image attenuation coefficient] di questo quadripolo espressa in neper; la parte immaginaria si chiama *sfasamento su immagine* [image phase change coefficient]. Si può anche esprimere l'attenuazione immagine in decibel

Nei casi speciali in cui una linea omogenea o più generalmente una linea composta di elementi simmetrici identici, quale una linea pupinizzata terminata a mezza-sezione, sia chiusa su impedenze uguali all'impedenza caratteristica e percorsa da una corrente sinusoidale in regime permanente, si ha, indicando con V_1, I_1, P_1 la tensione, l'intensità e la potenza in un punto, e con V_2, I_2, P_2 la tensione, l'intensità e la potenza in un altro punto:

$$\log_e \frac{V_2}{V_1} = \log_e \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{2} \log_e \frac{P_2}{P_1}$$

Si dà a questa espressione il nome di « attenuazione » fra i punti considerati della linea.

La *costante di attenuazione* per una linea omogenea è il rapporto dell'attenuazione immagine fra le estremità di detta linea e la lunghezza della linea stessa.

La *costante di fase* o *costante di lunghezza d'onda* è il rapporto fra lo sfasamento su immagine fra le estremità di tale linea e la lunghezza della linea stessa.

Per estensione, l'attenuazione di una linea costituita di elementi identici, quale una linea pupinizzata terminata a mezza-sezione, è il rapporto fra lo sfasamento su immagine fra le estremità di questa linea e la lunghezza della linea stessa.

2. Esponente iterativo di propagazione di un quadripolo passivo è l'espressione:

$$\log_e \frac{V_1}{V_2} = \log_e \frac{I_1}{I_2}$$

essendo V_1, I_1, V_2, I_2 i numeri complessi rappresentanti la tensione elettrica e l'intensità della corrente elettrica all'entrata ed all'uscita di questo quadripolo quando è chiuso sulle sue impedenze iterative.

La parte reale dell'esponente iterativo di propagazione si chiama *attenuazione iterativa* [attenuation constant; iterative attenuation constant] di questo quadripolo passivo, espresso in neper; la parte immaginaria si chiama *sfasamento iterativo* [phase constant; iterative phase constant].

Si può anche esprimere l'attenuazione iterativa in decibel.

3. Esponente coniugato di trasduzione [conjugate transfer constant]. — L'esponente coniugato di trasduzione di un quadripolo passivo è l'espressione:

$$\frac{1}{2} \log_e \frac{R_1 I_1^2}{R_2 I_2^2}$$

essendo I_1 e I_2 i numeri complessi rappresentanti le intensità di corrente elettrica ed essendo R_1 e R_2 le parti reali delle impedenze terminali all'entrata ed all'uscita di questo quadripolo, quando questo è chiuso sulle sue impedenze coniugate. La parte reale dello esponente coniugato di trasduzione, l'*attenuazione coniugata* [conjugate attenuation constant] è dunque, espressa in neper, la metà del logaritmo neperiano del rapporto fra la potenza reale alla entrata e quella alla uscita del quadripolo limitato da impedenze coniugate (condizione di potenza reale massima data al quadripolo o raccolta dal quadripolo, ed ugualmente condizione di eguale efficacia di trasmissione nei due sensi attraverso il quadripolo). Espressa in decibel, l'attenuazione coniugata è uguale a 10 volte

il logaritmo decimale del rapporto fra le potenze reali all'entrata ed all'uscita del quadripolo, limitato dalle sue impedenze coniugate.

Lo *sfasamento coniugato* [conjugate phase constant] è la parte immaginaria dell'esponente coniugato di trasduzione.

Nota. — Se trattasi di un quadripolo attivo, vale a dire contenente sorgenti di energia, possono presentarsi tre casi:

a) quadripolo trasmettente in un sol senso (ad esempio amplificatore a 4 fili);

b) quadripolo trasmette nei due sensi e perfettamente simmetrico (ad es. ripetitore a due fili avente guadagni identici nei due sensi di trasmissione);

c) quadripolo trasmettente nei due sensi ad asimmetrico (ad es. ripetitore a due fili nel caso generale).

Le definizioni anzi riportate dei diversi esponenti di trasferta o di propagazione restano valide nel caso *a*) per il senso di trasmissione unico, nel caso *b*) per i due sensi di trasmissione e non sono valide per il caso *c*).

4. Attenuazione (o guadagno) composito (in potenza apparente) di un quadripolo inserito fra due impedenze Z_E (emittente) e Z_R (ricevente) è, espressa in neper, la metà del logaritmo neperiano del rapporto fra la potenza apparente che l'emittente Z_E fornirebbe ad un ricevitore di impedenza Z_E (da una parte) e la potenza apparente che la stessa emittente fornisce, tramite il quadripolo considerato, al ricevitore Z_R (dall'altra). Se il numero così ottenuto è negativo, trattasi di un guadagno composito. Espresso in decibel l'attenuazione o guadagno composito è uguale a 10 volte il logaritmo decimale del predetto rapporto di potenza apparente.

Nota. — Si chiama *potenza apparente* il prodotto del valore efficace dell'intensità della corrente per il valore efficace della tensione.

5. Attenuazione (o guadagno) di trasduzione di un quadripolo inserito fra due impedenze Z_E (emittente) e Z_R (ricevente) è, espressa in neper, la metà del logaritmo neperiano del rapporto fra la potenza *reale* massima che l'emittente Z_E può fornire, e la potenza *reale* che l'emittente Z_E fornisce al ricevitore Z_R tramite il quadripolo considerato.

Se il numero così ottenuto è negativo, si tratta di un guadagno di trasduzione. Espresso in decibel, l'attenuazione o guadagno di trasduzione è uguale a 10 volte il logaritmo decimale del predetto rapporto fra potenze reali.

6. Attenuazione (o guadagno) di inserzione di un quadripolo inserito fra due impedenze Z_E (emittente) e Z_R (ricevente) è, espresso in neper, la metà del logaritmo neperiano del rapporto fra le potenze apparenti ricevute dal ricevitore Z_R prima e dopo l'inserzione del quadripolo considerato. Se il numero così ottenuto è negativo, si tratta di un guadagno d'inserzione. Espresso in decibel, l'attenuazione o guadagno di inserzione è uguale a dieci volte il logaritmo decimale di detto rapporto fra potenze apparenti.

7. Equivalente [Overall loss]. — Nel caso particolare in cui le impedenze terminali (tra le quali è inserito il quadripolo o circuito considerato) sono entrambe uguali ad una resistenza pura di 600 ohm, l'attenuazione composita, l'attenuazione di trasduzione e l'attenuazione d'inserzione si confondono; per abbreviazione il loro valore comune prende il nome di *equivalente*.

Nota. — Non bisogna confondere l'*equivalente di un circuito* con l'*equivalente di riferimento* che implica una comparazione diretta o indiretta con il sistema fondamentale di riferimento, effettuato a voce ed a orecchio (misura telefonometrica).

8. Coefficiente di adattamento [return current coefficient]. — Questa nozione si riferisce al caso in cui un generatore (o un quadripolo) d'impedenza interna Z è chiuso su un ricevitore d'impedenza W; il suo valore è dato dall'espressione:

$$\frac{W - Z}{W + Z}$$

Si chiama *attenuazione di adattamento* [return loss], espressa in neper, il logaritmo neperiano del modulo dell'inverso del coefficiente di adattamento. Espresso in decibel è venti volte il logaritmo decimale del modulo dell'inverso del coefficiente di adattamento.

9. Coefficiente di regolarità [impedance irregularity factor]. — Se W è il valore misurato dell'impedenza all'entrata di una linea praticamente omogenea o di una catena di quadripoli praticamente simmetrici ed identici, essendo tale linea o catena chiusa su una impedenza riproducente le condizioni della linea infinita assolutamente regolare, e se Z è il valore dell'impedenza di entrata nominale di una linea indefinitamente lunga, calcolata a partire dai valori medi delle costanti primarie (ovvero il valore medio della impedenza della linea dedotto dai risultati di misure) si chiama *coefficiente di regolarità* l'espressione:

$$\frac{W - Z}{W + Z}$$

Si chiama *attenuazione di regolarità* [regularity return loss] espressa in neper, il logaritmo neperiano del modulo dell'inverso del coefficiente di regolarità. Espresso in decibel, è venti volte il logaritmo decimale del modulo dell'inverso del coefficiente di regolarità.

10. Coefficiente di equilibramento [impedance unbalance factor]. — Questa nozione serve a caratterizzare la fedeltà di riproduzione dell'impedenza di un circuito a grande distanza mediante un equalizzatore.

Dato un circuito d'impedenza Z alla frequenza f ed un equalizzatore la cui impedenza è W a detta frequenza, si chiama *coefficiente di equilibramento* l'espressione

$$\frac{W - Z}{W + Z}$$

Si chiama *attenuazione di equilibramento* [balance return loss] espressa in neper, il logaritmo neperiano del modulo dell'inverso del coefficiente di equilibramento. Espresso in decibel è venti volte il logaritmo decimale del modulo dell'inverso del coefficiente di equilibramento.

11. Coefficiente di riflessione [return current coefficient]. — La corrente riflessa totale in un punto del circuito si compone delle correnti riflesse provenienti da diverse

parti del circuito. Il coefficiente di riflessione è definito dall'espressione

$$\frac{W - Z}{W + Z}$$

in cui W indica l'impedenza del circuito misurata nelle condizioni di utilizzazione e Z l'impedenza del circuito, supponendo che gli scarti d'impedenza siano nulli.

Si chiama *attenuazione di riflessione* [return loss] espressa in neper, il logaritmo neperiano del modulo dell'inverso del coefficiente di riflessione. Espresso in decibel, è venti volte il logaritmo decimale del modulo dell'inverso del coefficiente di-riflessione.

12. Eco. — Chiamasi *eco* l'effetto di un'onda che, essendo stata generata da un'onda principale (ad es. per riflessione), perviene con una grandezza ed un ritardo sufficienti per essere percepita distintamente.

13. Attenuazione delle correnti d'eco [echo attenuation; active return loss]. — Dato un circuito munito di ripetitori, se Z_1 è l'impedenza misurata all'origine del circuito quando la direzione di ritorno è in servizio nei ripetitori, e se, nel caso di un circuito avente alla sua origine un ripetitore terminale, Z_2 è l'impedenza all'origine del circuito quando la direzione di ritorno è soppressa nei ripetitori (o se, nel caso di un circuito non avente ripetitori terminali alla sua origine, Z_2 è l'impedenza caratteristica della linea modificata dalla presenza dei traslatori o di altri organi d'equipaggiamento terminale), si chiama *attenuazione delle correnti d'eco*, espressa in neper, il logaritmo neperiano del modulo del rapporto della somma $Z_2 + Z_1$ alla differenza $Z_2 - Z_1$; espressa in decibel è venti volte il logaritmo decimale del modulo di tale rapporto.

14. Punto di fischio [singing point]. — La nozione del *punto di fischio* è una nozione pratica che serve a caratterizzare, in una certa banda di frequenze, la fedeltà di riproduzione dell'impedenza di un circuito mediante una linea artificiale di equilibrio.

Si provoca a tale scopo l'innesco di oscillazioni in un circuito di reazione comprendente un dispositivo differenziale (ponte o trasformatore differenziale, ad es.) al quale sono raccordati il circuito e l'equalizzatore da comparare.

La frequenza per la quale l'oscillazione si mantiene permanentemente è quella per la quale l'attenuazione di equilibramento è la minima: a tale condizione soddisfano le frequenze per le quali lo sfasamento totale, dopo un giro lungo il circuito di reazione, è un multiplo di 2π.

Si vede che, fra tutte le frequenze della banda considerata, quella alla quale il fischio si intrattiene non è necessariamente quella per la quale l'attenuazione di equilibramento (bilanciamento) è la più piccola. La differenza può tuttavia essere minima se la conformazione del circuito di reazione è tale che lo sfasamento totale sia una funzione rapidamente crescente della frequenza.

Ciò posto, dicesi « punto di fischio » l'attenuazione di equilibramento alla frequenza per la quale l'oscillazione si mantiene permanentemente.

Nota 1. — Si distingue il punto di fischio *passivo*, che concerne una parte di circuito che non comporti ripetitori e terminata in condizioni prestabilite, ed il punto di fischio *attivo*, che concerne una parte di circuito che comporta ripetitori (aventi nei due sensi di trasmissione dei guadagni prestabiliti) e terminati in condizioni prestabilite.

Nota 2. — Il punto di fischio dipende dal circuito di reazione utilizzato durante la sua misura, e conviene specificare bene tutte le condizioni della misura.

15. Stabilità [stability]. **Margine di fischio** [stability near enough; singing margin]. — La stabilità di un circuito telefonico è data dalla formula:

$$\sigma = q - \frac{q_1 + q_2}{2}$$

essendo q la media degli equivalenti nominali del circuito relativi a ciascuno dei due sensi di trasmissione, quando il circuito è nelle condizioni normali di servizio, e q_1 e q_2 gli *equivalenti d'innesco* misurati per i due sensi di trasmissione rispettivamente nelle condizioni che seguono:

Nel caso di un circuito a due fili si provoca un principio di fischio (innesco di oscillazioni) aumentando man mano e simultaneamente per i due sensi di trasmissione, i guadagni di uno o più ripetitori (di preferenza quelli che si trovano al centro del circuito). Ciò fatto, senza toccare la regolazione dei ripetitori ai quali si è stati così condotti, si sopprime la trasmissione in uno dei due sensi e si misura l'equivalente a 800 p/s del circuito per l'altro senso di trasmissione: questo è l'*equivalente di innesco* q_1 anzi accennato. Successivamente, si sopprime la trasmissione nel primo senso e si misura l'equivalente a 800 p/s del circuito per il secondo senso di trasmissione: questo è l'*equivalente di innesco* q_2.

Nel caso di un circuito a quattro fili si tolgono prima i soppressori di eco, se ve ne sono, e si procede come nel caso di un circuito a due fili.

Si utilizza frequentemente, in particolare negli U. S. A. la nozione di margine di innesco così definita:

Il *margine d'innesco* di un circuito telefonico è la somma dei guadagni supplementari massimi per i due sensi di trasmissione, che si possono ancora aggiungere a quello dei ripetitori che si trova nelle condizioni più critiche dal punto di vista dell'innesco delle oscillazioni, senza che comincino a prodursi oscillazioni continue o intermittenti, essendo bene specificate tutte le altre condizioni (come le impedenze terminali, il valore iniziale dell'equivalente del circuito, ecc.).

Nota. — In generale, il margine d'innesco è all'incirca il doppio della stabilità.

Distorsioni.

1. Distorsione di attenuazione (in funzione della frequenza) [attenuation distorsion; frequency distorsion]. — La *distorsione di attenuazione* di un quadripolo si ha quando l'attenuazione composita (o transduttiva) di questo quadripolo nelle condizioni di terminazione utilizzate, non è la stessa per tutte le frequenze della voce umana (o della musica).

Le condizioni di distorsione di attenuazione di un circuito telefonico sono caratterizzate dalla « larghezza della banda di frequenze effettivamente trasmesse da tale circuito ».

2. Distorsione di fase [phase distortion; delay distortion]. — La *distorsione di fase* di un quadripolo si ha quando la derivata in rapporto alla pulsazione dello sfasamento di tale quadripolo nelle condizioni di terminazione utilizzate, non è costante per tutte le frequenze trasmesse dal quadripolo.

Tanto nel caso di circuiti telefonici commerciali che nel caso di circuiti speciali per trasmissioni radiofoniche, conviene caratterizzare la distorsione di fase:

1) mediante la differenza fra il tempo di propagazione a 800 p/s ed il tempo di propagazione alla frequenza minima effettivamente trasmessa dal circuito, e

2) mediante la differenza fra il tempo di propagazione a 800 p/s ed il tempo di propagazione alla frequenza massima effettivamente trasmessa dal circuito.

Negli Stati Uniti di America si utilizza la frequenza 1000 p/s come frequenza di riferimento per la distorsione di fase per tutti i circuiti.

Nota. — L'espressione *tempo di propagazione* di cui sopra designa la derivata in rapporto alla pulsazione ω dello sfasamento del circuito, alla frequenza considerata (la pulsazione ω è il prodotto della frequenza f per 2π).

Questo tempo di propagazione è il tempo che impiega, per percorrere la lunghezza di tutto il circuito la cresta dell'inviluppo di un gruppo di due onde sinusoidali di pulsazione assai vicina ω ed $\omega + d\omega$.

3. Distorsione di non linearità [non linear distorsion]. — La distorsione di non linearità è data dal fatto che la legge che lega le tensioni (o le intensità di corrente) misurate in regime permanente e simultaneamente ai due accessi del quadripolo considerato, non ha una forma lineare.

Per caratterizzare l'importanza delle diverse cause di distorsione di non linearità, si impiegano le seguenti grandezze:

a) *Attenuazione di distorsione armonica* [harmonic distorsion].

Attenuazione di distorsione armonica totale: è data, in neper, dal logaritmo neperiano del rapporto fra la tensione efficace dell'onda totale misurata all'uscita del quadripolo considerato (da una parte), e la tensione efficace dell'insieme delle armoniche prodotte, all'uscita di tale quadripolo, a causa della non linearità di detto quadripolo (dall'altra), quando si applica all'entrata di detto quadripolo un'onda sinusoidale di ampiezza specificata; espressa in decibel è venti volte il logaritmo decimale di questo rapporto.

Se U_1 è la tensione efficace dell'onda fondamentale, U_2, U_3 ... le tensioni efficaci e armoniche, l'attenuazione di distorsione armonica totale è uguale a

$$\log_e \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_2^2 + U_3^2 + \dots}} \text{ neper} \qquad 20 \log_{10} \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_2^2 + U_3^2 + \dots}} \text{ decibel}$$

Coefficiente di distorsione armonica totale [coefficient of total harmonic distorsion]: È il rapporto fra la tensione efficace dell'insieme delle armoniche prodotte all'uscita del quadripolo considerato a causa della non linearità di detto quadripolo (da una parte) e la tensione efficace dell'onda totale misurata all'uscita di questo quadripolo (dall'altra) quando si applica all'entrata di questo quadripolo un'onda sinusoidale di ampiezza specificata.

Se si indica con K il coefficiente di distorsione armonica totale

$$K = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}$$

e con K' la grandezza

$$K' = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2}}$$

ottenuta con dati precedenti di misura, si ha la relazione:

$$K \sqrt{\frac{K'}{1 + K'^2}}$$

Per i piccoli valori di K', si ha sensibilmente $K = K'$.

Attenuazione di distorsione armonica di ordine n: Se U_1 è la tensione efficace dell'onda fondamentale e U_n la tensione efficace dell'armonica d'ordine n, entrambe misurate all'uscita del quadripolo considerato, l'attenuazione di distorsione armonica n è uguale a:

$$\log_e \frac{U_1}{U_n} \text{ neper} \qquad \text{o} \qquad 20 \log_{10} \frac{U_1}{U_n} \text{ decibel}$$

b) *Variazione d'attenuazione in funzione dell'ampiezza* [amplitude distorsion; net loss variation with amplitude]. — È l'aumento dell'attenuazione composita del quadripolo, constatata quando la potenza di un'onda sinusoidale di frequenza f applicata all'entrata varia da un valore molto debole fino ad un valore P specificato.

Livello.

1. Livello relativo [relative level]. — Il *livello relativo* di potenza in un punto di un sistema è, espresso in neper, il semi-logaritmo naturale del rapporto fra il valore della potenza in questo punto e il valore della potenza nel punto del sistema scelto come origine; espresso in decibel, è dieci volte il logaritmo decimale di tale rapporto.

Il livello relativo di tensione (o d'intensità della corrente) in un punto di un sistema è, espresso in neper, il logaritmo naturale del rapporto fra il valore efficace della tensione (o dell'intensità della corrente) in questo punto, e il valore efficace della tensione (o dell'intensità della corrente) nel punto del sistema scelto come origine; espresso in decibel, è venti volte il logaritmo decimale di tale rapporto.

2. Livello assoluto [actual level; absolute level]. — Il livello assoluto di potenza (apparente o reale) in un punto di un sistema è, espresso in neper, il semi-logaritmo naturale del rapporto fra la potenza in quel punto e 1 millivoltampere (potenza apparente) o 1 milliwatt (potenza reale); espresso in decibel, è dieci volte il logaritmo decimale di tale rapporto.

Il livello assoluto di tensione (o d'intensità della corrente) in un punto di un sistema è, espresso in neper, il logaritmo naturale del rapporto fra il valore efficace della tensione in quel punto e 0,775 volt (o dell'intensità della corrente in quel punto e 1,29 milliampere); espresso in decibel, è venti volte il logaritmo decimale di tale rapporto.

Nel caso di un sistema di telefonia multipla a correnti vettrici, un generatore di bassa frequenza f, posto nell'ufficio interurbano (morsetto « frequeza vocale » dello equipaggiamento terminale del sistema a correnti vettrici) dà origine sulla linea, dopo modulazione della corrente vettrice di frequenza F, ad una corrente modulata ad alta frequenza $(F - f)$ o $(F + f)$. Il *livello assoluto di bassa frequenza* designa il livello assoluto della corrente di frequenza f; il *livello assoluto di alta frequenza* designa il livello assoluto di corrente trasmessa in linea, di frequenza $(F - f)$ o $(F + f)$.

Dislivello [through level; expected level]. — Il *dislivello* in un punto di un circuito è il valore del livello assoluto di tensione che si misura in quel punto quando si alimenta l'origine del circuito mediante un generatore normale, avente impedenza interna uguale ad una resistenza pura di 600 ohm, ed una forza elettromotrice di $2 \times 0{,}775$ volt.

Nota. — In un punto di un circuito, si può dunque essere portati a distinguere tre cose: il livello relativo, il livello assoluto ed il dislivello. La nozione di livello assoluto, di livello relativo o di dislivello si riferisce alla trasmissione delle correnti di prova.

Gli ipsometri, attualmente utilizzati, sono graduati in livelli assoluti di tensione,

L'ipsogramma di manutenzione è il diagramma dei dislivelli nei vari punti lungo un circuito telefonico.

Rumori.

Si chiamano *rumori* i suoni che tendono a disturbare la percezione esatta dei suoni vocali che si desidera sentire durante un conversazione telefonica.

Si distinguono:

1. Rumore di sala [room noise]. — È quello che esiste nell'ambiente, nel luogo dove trovasi l'apparecchio telefonico utilizzato.

2. Il rumore di microfono [frying; transmitter noise]. — È quello prodotto dal microfono, che si manifesta anche in assenza di conversazione.

3. I rumori di circuito [line noise]. — Si indicano con questo nome tutti i rumori trasmessi elettricamente dal circuito, oltre il rumore di sala e quello di microfono.

I rumori di circuito comprendono:

a) *i rumori di ripetitori* [valve noise; vacuum tube noise]: quelli cioè generati dalle valvole amplificatrici dei ripetitori;

b) *i rumori indotti* [power induction; induced noise]: quelli prodotti nel circuito telefonico considerato dall'induzione elettrica o magnetica delle linee di energia o di trazione elettrica vicine;

c) *la diafonia intelligibile* [intelligible crosstalk; univerted crosstalk]: dovuta alle correnti vocali che passano per induzione (senza traslazione nè inversione nello spettro delle frequenze) da un circuito telefonico perturbatore al circuito telefonico perturbato considerato;

d) *la diafonia inintelligibile* [unintelligible crosstalk; inverted crosstalk]: dovuta alle correnti vocali che, nel passare dal circuito perturbatore (o dal canale di comunicazione telefonica perturbatore) al circuito perturbato subiscono una traslazione o una inversione nello spettro di frequenze e divengono quindi inintelligibili (caso dei sistemi a correnti vettrici o caso dei sistemi di telefonia segreta);

e) *il mormorio confuso* [babble], dovuto a diafonie multiple simultanee;

f) *rumori insitori* [tansient noise]: cioè i rumori prodotti da fenomeni transitori;

g) *rumori di contatto* [line scratches; contact noise]: i rumori, cioè, dovuti ad esempio a falsi contatti in linea o nei commutatori automatici, o ancora a dei difetti instabili di isolamento in linea;

h) *rumori di alimentazione* [hum; battery supply circuit noise]: cioè i rumori prodotti dalla fonte di alimentazione microfonica situata nella centrale telefonica o dalle fonti di energia alimentanti le valvole dei ripetitori;

i) *i clic* [cliks]: cioè i rumori causati, ad esempio, da brusche scariche dei condensatori oppure da brusche commutazioni;

j) *i rumori di telegrafo* [telegraph noise]: che sono prodotti sul circuito telefonico dalle istallazioni telegrafiche utilizzate sugli stessi conduttori telefonici o su altri conduttori della stessa linea.

Diafonia [cross talk].

Si distingue la *paradiafonia* [near end cross talk] dalla *telediafonia* [far end cross talk].

La distinzione fra la paradiafonia e la telediafonia nasce dalla considerazione dei sensi relativi di propagazione dell'energia nella zona di azione reciproca:

1) sul circuito perturbatore;
2) sul circuito perturbato, verso l'estremità ricevente.

La paradiafonia è tale che il senso di propagazione dell'energia dall'origine emittente del circuito perturbatore all'estremità ricevente del circuito perturbato, cambia nella zona di azione reciproca, nel passare dal circuito perturbatore a quello perturbato; la telediafonia è tale che questo senso di propagazione non cambia nella zona di azione reciproca, nel passare dal circuito perturbatore a quello perturbato.

L'*attenuazione di diafonia* fra due circuiti, uno perturbatore l'altro perturbato è, espressa in neper, il semi-logaritmo neperiano del rapporto fra le potenze apparenti (modulo del prodotto della tensione per l'intensità della corrente) rilevate in due determinati punti di detti circuiti, nelle condizioni di terminazione specificate; espressa in decibel, è dieci volte il logaritmo decimale di tale rapporto.

Nota. — Si distingue l'*attenuazione di paradiafonia* [near end cross-talk attenuation] che corrisponde alla paradiafonia, e l'*attenuazione di telediafonia* (far end crosstalk attenuation] che corrisponde alla telediafonia.

Per le misure dell'attenuazione di diafonia dei circuiti considerati tra Centrali interurbane, si usa terminare questi circuiti con delle resistenze pure di 600 ohm. Per le misure di attenuazione di diafonia, effettuate sulle sezioni di amplificazione o sulle diverse lunghezze di cavo al momento della posa, si usa terminare le sezioni sulle impedenze immagini.

Scarto di diafonia in un punto di un sistema di trasmissione perturbato da un solo sistema di trasmissione perturbatore. — Si chiama *scarto di diafonia* [signal to crosstalk ratio] in un punto considerato di un sistema di trasmissione perturbato, il semi-logaritmo neperiano del rapporto fra la potenza apparente (modulo del prodotto della tensione per l'intensità della corrente) esistente nel punto considerato del sistema perturbato, quando questo trasmette una potenza uguale a P in un punto qualunque di livello relativo zero, e la potenza apparente esistente in tale punto quando la potenza trasmessa del sistema di trasmissione perturbatore è uguale a P in un punto qualunque di livello relativo zero.

Espressione dello scarto di diafonia in funzione dell'attenuazione di diafonia. — Tanto per la para- che per la telediafonia, indicando con A_d l'attenuazione di diafonia misurata; n_1 il livello relativo nel punto in cui si applica la sorgente nel sistema di trasmissione perturbatore; n_2 il livello relativo nel punto in cui si applica il ricevitore; si verifica facilmenre che lo *scarto di diafonia* Δ è dato, in tutti i casi, dalla relazione:

$$\Delta = A_d - (n_1 - n_2)$$

Tensione psofometrica. — L'effetto perturbatore sulla conversazione telefonica delle forze elettromotrici di origine esterna, constatate in una comunicazione telefonica, si esprime quantitativamente con il valore di una forza elettromotrice a 800 p/s producente, per un osservatore medio, lo stesso disturbo di dette forme elettromotrici di origine esterna.

Per definizione, la tensione psofometrica fra due punti qualunque di un sistma telefonico soggetto all'azione di una linea industriale è l'espressione:

$$\frac{1}{p_{800}} \sqrt{\Sigma\,(p_f\, U_f)^2}$$

nella quale: U_f è la componente di frequenza f della tensione parassita dovuta alla presenza della linea industriale; p_f il « peso » attribuito a questa frequenza nella tabella dei pesi (vedasi Tomo IV, pag. 186 e fig. 50).

La forza elettromotrice psofometrica all'estremità di una linea telefonica è il doppio della tensione psofometrica che sarà misurata alle estremità di una resistenza pura di 600 ohm, sulla quale sarà chiusa la linea alla estremità di misura (eventualmente attraverso un trasformatore di adattamento delle impedenze) mentre l'altra estremità della linea sarà chiusa sull'impedenza caratteristica.

Lo psofometro è un apparecchio che dà, mediante lettura diretta, il valore della tensione psofometrica fra i punti ai quali è collegato, e presenta una grandissima impedenza di entrata.

Rapporto segnale-disturbo [signal to noise ratio]. — È, espresso in neper, il logaritmo naturale del rapporto fra la tensione dei segnali utili, misurati alla estremità di un circuito chiuso su una resistenza pura di 800 ohm (da una parte) e la tensione parassita ponderata (psofometrica) o non ponderata, ugualmente misurata all'estremità di questo circuito (dall'altra); espresso in decibel è venti volte il logaritmo decimale di questo rapporto. Per estensione, si definisce il rapporto segnale-disturbo in un punto qualunque di un circuito, come il rapporto fra segnale e disturbo che sarà determinato conformemente alla definizione precedente, con il circuito interrotto al punto considerato.

(*Omissis*).

Efficacia assoluta di un sistema emittente o ricevente [tomo IV, pag. 31] [acousto electric index].

Per un sistema emittente, è il rapporto fra la tensione elettrica misurata all'uscita del circuito e la pressione acustica misurata sulla membrana del microfono alla frequenza considerata; si suppone che i morsetti di uscita di questo sistema sono chiusi su una resistenza pura di 600 ohm; il rapporto anzi menzionato si esprime in volt per baria.

Per un sistema ricevente, in specificate condizioni di impedenza acustica, a una qualunque frequenza, è il rapporto fra la pressione acustica e la metà della forza elettromotrice del generatore di resistenza interna pura di 600 ohm, collegato ai morsetti di entrata di tale sistema; il rapporto anzidetto si esprime in baria per volt.

Efficacia relativa di un sistema emittente E' rispetto ad un altro sistema emittente E'' (o di un sistema ricevente R' rispetto ad un altro sistema ricevente R'').

Se r' e Z' sono rispettivamente l'efficacia assoluta e l'impedenza interna di un sistema emittente E' (o del sistema ricevente R'); se r'' e Z'' sono l'efficacia assoluta e l'impedenza interna del sistema emittente E'' (o del sistema ricevente R''), l'efficacia relativa del primo sistema, rispetto al secondo, è per definizione, espressa in neper da:

$$\log_e \frac{r'}{r''} \sqrt{\frac{Z''}{Z'}}$$

In particolare, se il secondo sistema (emittente o ricevente) preso come base di paragone, è il sistema fondamentale di riferimento, bisogna sostituire nella formula anzi riportata Z'' con 600 ohm (resistenza pura).

Volume.

Nella trasmissione telefonica si è condotti a considerare le seguenti grandezze:

1. Trasmissione di onde sinusoidali in regime permanente (caso delle misure):

a) *La pressione acustica* il cui valore efficace p è generalmente espresso in baria (dine/cm²). Chiamasi pressione acustica in un punto di un campo acustico la differenza fra la pressione esistente in tal punto e la pressione statica (pressione che esisterebbe allo stesso punto in assenza dell'onda acustica).

b) *La pressione acustica sulla membrana del microfono.* Allorchè un'onda acustica incide su una membrana microfonica, il rapporto k fra la pressione acustica sulla membrana e la pressione nella onda libera è funzione sia della frequenza che delle dimensioni e della forma del microfono (con la sua imboccatura). Questo numero k può, ad esempio, variare da 1 a 2 quando l'onda acustica incontra un corpo sferico. Ma il fattore k oltrepassa il valore 2 nel caso di microfoni con imboccatura di forma favorevole o nel caso di risonanza fra la frequenza dell'onda incidente ed una delle frequenze proprie dell'imboccatura o della membrana del microfono.

c) *La tensione elettrica ai morsetti del microfono,* funzione della pressione acustica sulla membrana. Essa dipende dalle qualità acustiche ed elettriche del microfono, e dal circuito al quale il microfono è collegato, particolarmente dal ponte di alimentazione.

Nella misura nella quale si può ammettere un funzionamento lineare dal microfono (condizioni normali di impiego senza esagerata distorsione), la tensione elettrica per una determinata frequenza è proporzionale alla pressione acustica nell'onda libera. Il microfono a condensatore, quello elettrodinamico, il quarzo piezoelettrico, hanno un funzionamento praticamente lineare. Al contrario, un microfono a carbone, soprattutto

quando è sottoposto ad una pressione acustica relativamente importante, non ha un funzionamento lineare. In quest'ultimo caso, il rapporto fra la tensione elettrica e la pressione acustica dipende dalla stessa pressione acustica.

2. Trasmissione di onde complesse (caso di conversazioni telefoniche o di trasmissioni radiofoniche). — Nel caso della voce umana o della musica, la pressione acustica applicata al microfono ha una forma complessa. Dato che la forma d'onda stessa deve essere riprodotta fedelmente nella trasmissione telefonica o radiofonica, si devono considerare le principali variazioni di ampiezza.

D'altra parte, in certi problemi interessanti le trasmissioni radiofoniche (relais di emissioni radiofoniche mediante circuiti telefonici) bisogna badare a che l'ampiezza delle tensioni corrispondenti agli impulsi brevi di correnti utili resti compresa entro un valore minimo (corrispondente all'ampiezza dei rumori di origine esterna) ed un valore massimo (corrispondente all'ampiezza detta « di sovraccarico », per la quale compaiono dei fenomeni di distorsione di non-linearità).

In altri problemi di trasmissione l'esperienza ha mostrato che è necessario mantenere l'ampiezza delle tensioni corrispondenti agli impulsi delle correnti utili entro limiti ristretti; nel caso, per esempio, di misure effettuate alla voce ed all'orecchio (telefonometria).

Nel caso di una conversazione telefonica si distingue:

1) La *potenza vocale* [speech power], grandezza acustica misurata mediante un *indicatore di potenza vocale* costituito da un microfono di alta qualità ed un voltmetro; le caratteristiche di un tale « indicatore di potenza vocale » non sono state ancora specificate dal C.C.I.F.

2) Il *volume*, grandezza elettrica misurata in un determinato punto del circuito telefonico mediante un apparecchio descritto al tomo IV, pag. 182, e relativo a *ciò che passa* nel circuito durante la trasmissione. Parimenti, l'espressione « volume » si adopera nel caso di una trasmissione radiofonica per designare *ciò che passa* sul circuito durante la trasmissione.

Il termine « indicatore di volume » [volume indicator] designa, in modo generale, qualunque apparecchio indicatore a lettura diretta che permetta di assicurare che il volume, in una conversazione telefonica in atto o durante una trasmissione radiofonica, resta sempre *al disopra* del limite in cui i disturbi divengono fastidiosi ed *al disotto* del limite in cui una distorsione non lineare diviene molesta. Questi apparecchi appartengono a tipi diversi aventi caratteristiche differenti indicate nel'a tabella a pag. 32 del tomo IV (quì non riportata).

Nota. — Indicando un valore di volume, si deve sempre precisare il tipo di misuratore di volume che è stato utilizzato per ottenere detto valore.

Equivalenti di riferimento.

1. L'equivalente di riferimento [reference equivalent or volume equivalent] di un sistema di trasmissione [trasmission system] è l'indicazione data dal Sistema Fondamentale di Riferimento per la trasmissione telefonica (descritto a pag. 128 e segg. del tomo IV), senza reti distorcenti, allorquando detto Sistema Fondamentale di Riferimento è regolato in modo da ottenere la stessa impressione sonora alla uscita dei due sistemi, con la stessa potenza vocale alle estremità emittenti dei due sistemi.

Il segno dell'equivalente di riferimento è *positivo* se, per ottenere identità di impressioni sonore, è stato necessario *includere* una certa attenuazione nel Sistema Fondamentale di Riferimento. È negativo nel caso contrario.

2. L'equivalente di riferimento di una parte principale di un sistema di trasmissione: sistema emittente, linea, sistema ricevente, è l'indicazione data dalla parte corrispondente del Sistema Fondamentale di Riferimento (senza rete distorcente) allorchè il Sistema Fondamentale è regolato in modo tale che si ottiene la stessa impressione sonora all'uscita del ricevitore prima e dopo la sostituzione della parte da esaminare alla corrispondente parte del Sistema Fondamentale, restando la stessa la potenza vocale all'estremità emittente.

Il segno dell'equivalente di riferimento è scelto in modo tale che un equivalente positivo indica che la parte del sistema considerato è meno efficace della corrispondente parte del Sistema Fondamentale.

Nota. — Volendo dedurre col calcolo l'equivalente di riferimento di un determinato sistema di trasmissione, dai risultati di misure degli equivalenti di trasmissione delle parti costitutive di detto sistema di trasmissione (sistema emittente, linea, sistema ricevente), può essere necessario aggiungere alcuni termini correttivi, per tener conto degli effetti combinati delle caratteristiche di distorsione delle diverse parti del sistema e delle differenze d'impedenza.

3. L'equivalente relativo [relative equivalent] di un sistema A rispetto ad un altro sistema B, o di una parte del sistema A alla corrispondente parte B di un altro sistema, è la differenza ($a - b$), essendo a l'equivalente di trasmissione di A e b l'equivalente di trasmissione di B.

Effetto locale (in un ricevitore di apparecchio telefonico) [sidetone] chiamasi la riproduzione dei suoni (captati dal microfono) attraverso accoppiamenti elettrici all'interno di detto apparecchio.

Potendo il microfono captare sia i suoni vocali emessi dalla persona che parla davanti al diaframma, sia i rumori della sala dove trovasi detto microfono, si distingue:

1) l'effetto locale per la parola [speech sidetone];
2) l'effetto locale per i rumori di sale [room noise sidetone].

Intelligibilità [articulation or intelligibility]. — Chiamasi « logatomo » l'insieme costituente una emissione vocale elementare, vale a dire il più piccolo tronco possibile di conversazione; per convenzione, non si utilizzano che dei logatomi costituiti da una consonante iniziale (consonante unica o gruppo di consonanti), da una vocale intermedia e da una consonante finale.

Chiamansi *bande caratteristiche* (di un suono vocale) le piccole bande di frequenze udibili nelle quali sono contenute le componenti essenziali (formanti) del suono considerato; è osservando la frequenza media di queste bande caratteristiche (vale a dire cercando le posizioni di queste bande caratteristiche nello spettro di frequenze udibili) che la persona in ascolto riconosce il suono percepito dal suo orecchio.

La *intelligibilità per le bande* [band articulation] è basata sul concetto che ciascuna banda stretta di frequenze vocali apporta, in assenza di rumori, un contributo (alla intelligibilità totale per le bande) indipendente dalle altre bande, e che il contributo totale di tutte le bande è la somma dei contributi delle singole bande.

Parimenti chiamasi:

— *intelligibilità per i logatomi* [syllable articulation] la percentuale di logatomi (formanti delle liste-tipo) correttamente ricevuti in rapporto al numero totale di logatomi trasmessi;

— *intelligibilità per i suoni* [sound articulation] la percentuale di suoni di vocali o di consonanti correttamente ricevuti in rapporto al numero totale di suoni di vocali e di suoni di consonanti compresi nelle liste dei logaritmi trasmessi;

— *intelligibilità per le parole* [intelligibility of words] la percentuale di parole (formanti delle liste-tipo) correttamente ricevute in rapporto al numero totale di parole trasmesse;

— *intelligibilità per le frasi* [intelligibility of phrases] la percentuale di frasi di un testo qualunque correttamente ricevute in rapporto al numero totale di frasi trasmesse.

Dicesi semplicemente *intelligibilità* la percentuale di parole correttamente ricevute in rapporto al numero totale di parole trasmesse in una conversazione corrente.

L'*intelligibilità ideale* (per le bande, logatomi, suoni, parole o frasi) su un dato sistema telefonico è il valore di intelligibilità (per le bande, logatomi, suoni, parole o frasi) che sarebbe ottenuto su questo sistema da un corpo di operatori ideale, vale a dire normali dal punto di vista fisiologico e perfettamente istruiti.

Il *coefficiente di pratica sperimentale* [crew factor] di un corpo di operatori, effettuanti una misura di intelligibilità su un determinato sistema, è il fattore di correzione per il quale bisognerebbe modificare il valore di intelligibilità trovato dal corpo considerato, per ottenere la intelligibilità ideale del sistema considerato. Il coefficiente di pratica sperimentale tiene conto del grado di istruzione e dello stato fisiologico del corpo considerato, al momento in cui esso precede a questa misura di intelligibilità.

Qualità della trasmissione [transmission performance]. — Questo termine indica l'utilità di un circuito dal punto di vista della trasmissione nelle condizioni nelle quali esso è utilizzato.

Indice di qualità di trasmissione [transmission performance rating]. — È il valore (in decibel o neper) dell'attenuazione supplementare che bisogna inserire nel sistema di trasmissione, o che bisogna sopprimere in esso, per ottenere una « qualità di trasmissione » uguale quando l'apparecchio considerato è aggiunto o sostituito, sia al sistema di trasmissione completo, sia ad una delle sue parti convenientemente scelta. È necessario distinguere questa espressione da una parte, e d'altra parte « l'attenuazione equivalente per la intelligibilità » (A.E.N.), che è determinata a potenza vocale costante.

Attenuazione equivalente per la intelligibilità (A.E.N.). — Supponiamo che si facciano delle prove di intelligibilità alternate sul sistema considerato e sul « sistema di trasmissione per la determinazione degli A.E.N. »; con valori diversi dell'attenuazione di linea fino a dei valori tali che la intelligibilità sui due sistemi sia notevolmente ridotta. I risultati di queste prove sono tracciati sotto forma di curve rappresentanti la variazione della intelligibilità per i suoni in funzione dell'attenuazione e si determina il valore A_1 dell'attenuazione per il sistema considerato ed il valore A_2 dell'attenuazione per il sistema di riferimento, ad un valore fissato provvisoriamente all'80% della intelligibilità per i suoni. $(A_1 - A_2)$ è per definizione uguale all'attenuazione equivalente per la intelligibilità (A.E.N.).

Tasso di ripetizione [repetition rate]. — È la media, per 100 secondi, del numero di ripetizioni dell'uno e dell'altro o dei due corrispondenti, notato (durante un periodo

sufficientemente lungo per ottenere un valore numerico sicuro) su un sistema telefonico sul quale si effettuano conversazioni commerciali o conversazioni di prova effettuate in condizioni simili a quelle del servizio commerciale.

Equivalente di trasmissione effettiva [effective transmission]. — È l'espressione della qualità di trasmissione di un sistema telefonico determinata mediante osservazioni del tasso di ripetizione, o di calcoli basati sui risultati di osservazioni del tasso di ripetizione.

Riduzione della qualità di trasmissione dovuta alla limitazione della banda di frequenze effettivamente trasmesse [frequency distorsion transmission impairment]. — La riduzione di qualità di trasmissione dovuta alla limitazione della banda di frequenze effettivamente trasmesse su un circuito telefonico interurbano è la differenza fra l'equivalente di trasmissione effettivo (o l'indice di qualità di trasmissione) di una specificata comunicazione tipica comprendente questo circuito, e l'equivalente di trasmissione effettivo (o l'indice di qualità di trasmissione) di una comunicazione identica sotto tutti gli altri aspetti, salvo che per il fatto di non avere tale limitazione della banda di frequenze.

(*Omissis*).

Indicazione di diversi apparecchi di misure di trasmissione.

1. **Ipsometro** [transmission measuring set]. — L'ipsometro è un apparecchio per la misura dei livelli assoluti o relativi, dei dislivelli e degli equivalenti.

Un ipsometro registratore chiamasi ipsografo [recording transmission measuring set; level recorder].

2. **Kerdometro** [gain measuring set]. — Il kerdometro è un apparecchio per la misura dei guadagni dei ripetitori in date condizioni.

3. **Batimetro** [transmission measuring set]. — Il batimetro è un apparecchio per la misura delle attenuazioni in date condizioni.

4. **Psofometro** [psophometer or circuit noise meter]. — Lo psofometro è un apparecchio per la misura obbiettiva della tensione psofometrica.

5. **Sonometro** [sound meter]. — Il misuratore del suono è un apparecchio per la misura obbiettiva dei rumori di sala.

6. **Diafonometro** [crosstalk meter]. — Il diafonometro è un apparecchio per la misura delle attenuazioni di diafonia.

CAPITOLO I

CENNI DI ACUSTICA

I. La natura del suono.

1. Sorgenti sonore. — In questo capitolo si darà qualche cenno di acustica per richiamare cognizioni di fisica elementare indispensabili in telefonia. Questa ha, infatti, lo scopo di trasmettere a distanza i suoni di cui è composta la voce umana e non sarebbe possibile una esposizione della tecnica telefonica, anche sotto il più semplice aspetto pratico (come è nell'intendimento di questo lavoro) senza aver presenti le caratteristiche del fenomeno sonoro.

Si chiamano *sorgenti sonore* i corpi capaci di produrre dei suoni, cioè di trasformare in energia sonora l'energia loro somministrata sotto altra forma. Le più semplici sorgenti sonore sono la campana, il diapason, le corde armoniche, e così via; altre sorgenti sono gli strumenti musicali e, fra le più complesse, l'organo umano della voce, della costituzione del quale si parlerà in seguito.

Ogni sorgente sonora, comunque costituita, comunica il suono all'aria che la circonda e che *propaga* in tutte le direzioni il suono stesso, fino all'orecchio, che dal suono ricava la *sensazione acustica*.

Gli aspetti da considerare sono pertanto tre: la generazione del suono, la sua propagazione e, infine, la percezione di esso.

2. Natura vibratoria del suono. — Come nei più semplici esperimenti di fisica, possiamo esaminare la produzione del suono da parte di un *diapason* che è una sbarretta di acciaio, piegata ad U, usata dai musicisti per ottenere la nota fondamentale su cui accordare gli strumenti. Per fare *suonare* il diapason bisogna colpirlo rapidamente con un martelletto ad una delle estremità; si produce così una nota che persiste per qualche tempo. Se lo tocchiamo anche leggermente, il suono cessa, e nel contatto ci accorgiamo che mentre emetteva il suono, il diapason *vibrava*.

La vibrazione è un particolare stato di moto, che accompagna sempre in una sorgente sonora la produzione del suono e durante il quale le particelle di cui è costituito il corpo vibrante sono animate simultaneamente da un rapido e piccolissimo movimento di va e vieni intorno alla posizione che occupavano a riposo.

Possono entrare in vibrazione la maggior parte dei corpi, siano essi solidi, liquidi o gassosi, purchè dotati di *elasticità*. Nei corpi elastici le deformazioni pro-

vocate da forze esterne sono proporzionali alla grandezza di esse e l'elasticità si manifesta come una reazione che dall'interno del corpo contrasta la deformazione. Dato che ogni traccia di questa deformazione sparisce quando le forze esterne cessano di agire, è evidente che il lavoro compiuto da tali forze esterne è esattamente uguale — sempre che si tratti di corpi elastici perfetti — al lavoro che la reazione elastica deve compiere per riportare tutto allo stato iniziale o « stato di riposo ». In altri termini, l'energia spesa per deformare il corpo è interamente restituita dal lavoro delle forze elastiche. Gli orologi caricati a molla funzionano appunto su tale principio.

I corpi perfettamente elastici rappresentano un limite ideale, perchè in tutte le sostanze una parte dell'energia di deformazione viene perduta a causa dell'attrito interno fra le molecole e si dissipa in calore. Se, però, le deformazioni sono assai piccole, numerosi corpi si comportano come se fossero perfettamente elastici: e questo è il caso delle deformazioni provocate dal moto vibratorio in molti metalli e nei fluidi come l'aria.

Tornando all'esame del diapason, il colpo dato con il martelletto ne provoca una leggera deformazione, nel senso che i *rebbi* (bracci del diapason) vengono avvicinati uno all'altro. Il colpo è una forza pressochè istantanea che si può considerare cessata subito dopo aver agito. La forza elastica, di direzione opposta, provoca allora il movimento di allontanamento dei rebbi, con velocità crescente, massima nel momento in cui è raggiunta la posizione di riposo. Se una causa esterna di arresto del movimento non sopraggiunge, la velocità non può bruscamente ridursi a zero: il moto continua con velocità decrescente e l'arresto si ha quando i rebbi si sono allontanati dalla posizione di riposo di una quantità uguale a quella di cui prima si erano avvicinati. Ma con ciò, una deformazione uguale e contraria a quella precedente ha avuto luogo e la forza elastica agisce in senso inverso. Si ha così una nuova fase del moto, simile a quella descritta: la velocità cresce, raggiunge un massimo, decresce e si annulla; contemporaneamente la forza elastica decresce, si annulla (nel momento stesso in cui la velocità raggiunge il massimo) e quindi cresce di nuovo, in direzione opposta. E così via, per tutte le fasi successive, in numero — teoricamente — infinito.

Il moto vibratorio è, dunque, un *moto alternato*; esso presenta una perfetta analogia con il moto pendolare ed è retto dalle medesime leggi: ha origine e si mantiene a spese della energia comunicata inizialmente al corpo e durerebbe indefinitamente, se non vi fossero delle cause di dissipazione di questa energia. Invece in pratica il moto gradatamente si estingue; è *smorzato*, cioè ogni fase presenta una ampiezza minore. Ciò avviene perchè, anche se si trascura — come è stato già accennato — l'attrito interno, l'urto contro il *mezzo* che circonda il corpo vibrante (generalmente le particelle d'aria) implica una continua perdita di energia. È proprio da tale urto che prendono origine le *onde sonore*, e l'energia che si propaga con esse è appunto quella via via perduta dal corpo vibrante.

3. Esame della propagazione nell'aria. — Nella fig. 1 è disegnato un diapason che vibra. Se isoliamo idealmente una piccola zona della superficie laterale della sbarretta durante il suo va e vieni, possiamo immaginarla come un piccolo stantuffo in movimento dentro l'aria. Nel movimento all'indietro si ha espansione

ossia rarefazione dell'aria; subito dopo segue il movimento in avanti, durante il quale l'aria viene compressa.

Queste alterne rarefazioni e compressioni, per la continuità del mezzo che circonda la sorgente sonora, non rimangono localizzate nelle immediate adiacenze della superficie vibrante. Possiamo immaginare, infatti, l'aria come composta di sottilissimi strati, paralleli a tale superficie. La alternativa rarefazione e compressione dello straterello aderente al diapason agisce sullo straterello contiguo, questo sul successivo, e così via. Di strato in strato, alla vibrazione del diapason fa riscontro un turbamento di tutto l'ambiente circostante occupato dall'aria, costituito da zone successivamente dilatate e compresse. Se la compressione, o dilatazione, comunicata al primo straterello dalla sorgente, potesse estendersi in un tempo inapprezzabilmente rapido a tutta l'aria circostante, un punto posto ad una certa distanza dalla sorgente stessa subirebbe gli effetti della vibrazione nel medesimo istante in cui questa si produce. L'inerzia delle particelle e le caratteristiche fisiche del mezzo, invece, fanno sì che il passaggio del turbamento di strato in strato avvenga in un tempo finito.

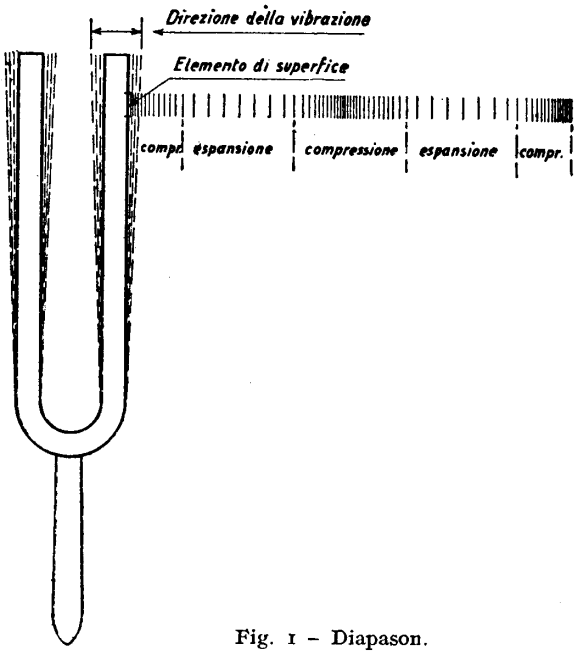


Fig. 1 – Diapason.

Perciò, dopo una prima compressione, quando si inizia una fase di aspirazione, l'effetto di tale prima compressione permane ancora ad una certa distanza dalla sorgente; quando si inizia la seconda fase di compressione, questa distanza è diventata doppia, e così via. Nell'aria si vengono a formare delle zone di compressione e di dilatazione, che si spostano, succedendosi ed alternandosi, in direzione opposta alla sorgente. Ad esse si dà il nome di *onde sonore*, per analogia con le onde che si formano sulla superficie di un liquido quando la caduta di un oggetto ne turba la quiete. Come sul liquido si formano delle onde circolari, le quali vanno allargandosi e, contemporaneamente, diminuendo di altezza, fino a sparire, così intorno alla sorgente vibrante avviene per le onde sonore.

Le onde trovano nello spazio (se non vi sono pareti od ostacoli di altro genere) uguali condizioni fisiche in tutte le direzioni, per cui punti posti ad uguale distanza dalla sorgente, supposta *puntiforme*, vengono raggiunti in tempi uguali. Ciò si

esprime dicendo che le onde sono *sferiche*. Naturalmente, non essendo la sorgente puntiforme, le onde saranno tanto più vicine alla forma sferica quanto più ci si allontanerà da tale sorgente.

Mentre le onde sulla superficie di un liquido sono di tipo *trasversale* (intendendo con ciò che il moto delle particelle avviene perpendicolarmente alla superficie e, quindi, alla direzione della propagazione), le onde sonore sono di tipo *longitudinale*, in quanto le dilatazioni e le compressioni dell'aria hanno luogo nella direzione medesima della propagazione, secondo i raggi che partono dalla sorgente.

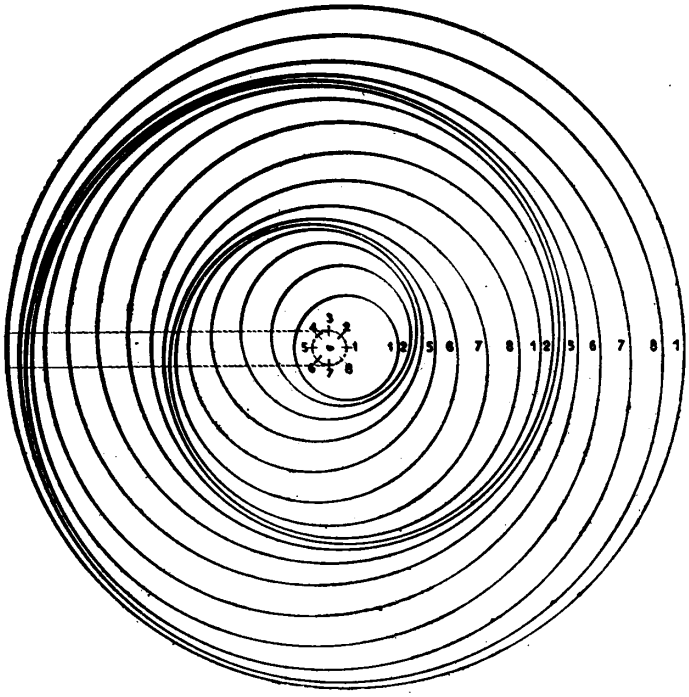


Fig. 2 – Disco Crovas.

Infiggere uno spillo nel centro e far ruotare. Osservare lungo un raggio, per esempio nella direzione orizzontale verso sinistra, indicata tra due tratteggi. Si avrà una immagine della propagazione per onde longitudinali.

Una immagine grafica della propagazione può essere data con il sistema indicato in fig. 2.

4. Velocità di propagazione. — Il tempo che le onde sonore impiegano per passare da un punto all'altro nell'aria può essere sperimentalmente misurato, e la velocità di propagazione è in media di 330 m/sec.

Teoricamente la velocità di propagazione in un mezzo gassoso si calcola mediante la formula:

$$v = \sqrt{K\frac{p}{d}} \text{ [m/sec]} \qquad (4\text{-}1)$$

in cui K, costante fisica che varia da un gas all'altro, è per l'aria = 1,41 se v deve essere espressa in m/sec; p è la pressione (kg/m²); d la densità (kg/m³). A 20° C, al livello del mare, si trova per v il valore di 343 m/sec circa, che cresce di 0,50 m/sec per ogni grado, fra 0° e 40° C.

5. Caratteri distintivi dei suoni. — Abbiamo detto che il moto vibratorio presenta analogia con il moto pendolare ed è retto dalle medesime leggi.

Ricordiamo perciò che il moto di un pendolo può rappresentarsi con un diagramma cartesiano in cui le ascisse indicano i tempi e le ordinate gli spostamenti di un punto qualunque (di riferimento) dalla posizione di riposo.

Gli spostamenti del pendolo sono regolari da un lato e dall'altro della verticale e la curva che si ottiene è perciò periodica: come è noto si tratta di una *sinusoide*.

Al massimo scostamento dai due lati corrispondono il punto più alto e quello più basso della sinusoide. La distanza — in ascisse — fra due punti corrispondenti della curva, come due massimi o due minimi, è il *periodo*, cioè la durata di una intera corsa di va e vieni. Il numero di periodi in una unità di tempo è la *frequenza*.

In modo del tutto analogo può rappresentarsi il moto vibratorio del diapason. Anzi, data la piccolezza degli spostamenti, la sinusoide può direttamente venire registrata, per esempio mediante la traccia che uno stilo, fissato ad un estremo del diapason, lascia sopra una striscia di carta affumicata mossa a velocità uniforme in direzione perpendicolare a quella della vibrazione.

Anche le variazioni di pressione che, come si è visto, costituiscono la propagazione nell'aria, possono venire registrate. Collocando in un punto posto ad una certa distanza dal diapason uno strumento adatto (composto, per es., di un microfono, di un amplificatore e di un oscillografo) (1) si ottiene una curva che rappresenta le oscillazioni della pressione in più ed in meno rispetto alla pressione normale (compressioni e depressioni) ed è anch'essa, per il suono proveniente da un diapason, una sinusoide.

Questa curva è completamente determinata se sono noti: il periodo (od il suo inverso, la frequenza) e l'ampiezza (valore dell'ordinata massima). Perciò un suono di tipo sinusoidale, detto anche *suono semplice*, come è quello finora esaminato, può venire caratterizzato mediante due elementi:

a) l'*ampiezza* od *intensità* o *volume*: in ogni punto dello spazio in cui si abbia propagazione di onde sonore, l'ampiezza del suono può essere misurata dal numero che indica (in dine/cm²) il valore massimo delle variazioni di pressione rispetto alla pressione media. Anzichè al valor massimo è più comodo riferirsi al *valore efficace* (pari a 0,707 del valor massimo) (2), perchè le misure di pressione acustica vengono, dagli strumenti, riportate alla misura di correnti elettriche alternate, il cui valore efficace viene letto direttamente.

(1) L'oscillografo è uno strumento mediante il quale si possono tracciare dei diagrammi che dànno l'andamento di una grandezza elettrica (ordinate) in funzione del tempo (ascisse).

(2) Il valore efficace è la media quadratica (radice quadrata della media dei quadrati) dei valori delle ordinate, estesa ad un intero periodo. Mentre il valore medio delle ordinate è, in un periodo, nullo, perchè nelle due semionde le ordinate sono corrispondentemente uguali e di segno contrario, il valore medio efficace ha un valore ben determinato, dato che i quadrati rendono positivi tutti i valori delle ordinate considerate.

L'intensità del suono può anche venire misurata con riferimento all'energia anzichè alla pressione acustica: in questo caso si ha la misura della *intensità energetica*. L'energia sonora che interessa un quadratino di 1 cm² collocato nel punto considerato perpendicolarmente alla propagazione, è proporzionale al quadrato del valor massimo delle variazioni di pressione;

b) al secondo carattere si dà il nome di *altezza* del suono. Come misura dell'altezza può essere assunto il tempo (in secondi) di durata di un *periodo* completo (misurato fra due massimi dello stesso segno); comunemente si può determinare l'altezza del suono con il numero delle vibrazioni complete in un secondo, o *frequenza*. Si dice così che un suono ha l'altezza o la frequenza di 1000 vibrazioni complete per secondo o, più brevemente, di 1000 hertz.

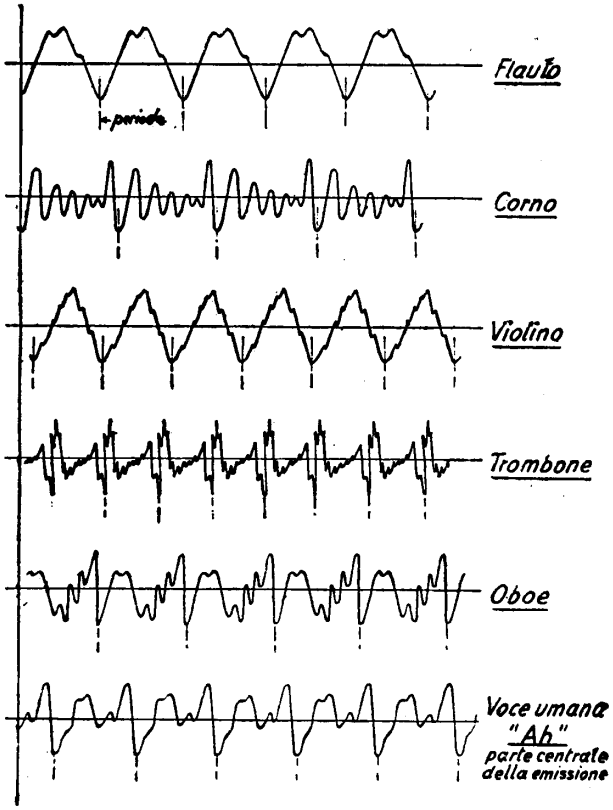


Fig. 3 – Curve rappresentative di onde sonore.

Sono così definiti, mediante l'altezza ed il volume, i suoni *sinusoidali* o *semplici* o *puri*.

Una lamina o sbarretta fissata ad un sostegno assolutamente rigido o una corda tesa fra due punti ben fissi, possono considerarsi come sorgenti di suoni puri, perfettamente sinusoidali.

Ma le sorgenti sonore più complesse sono tutte, più o meno, lontane dalla sorgente ideale capace di dare un suono puro. Lo stesso diapason è sostenuto da una cassetta di legno, la quale serve a rinforzare il suono con la vibrazione dell'aria contenuta; la corda è, negli strumenti musicali, solidale con una cassa di forma varia; ogni sorgente sonora è quindi un insieme di più sorgenti, le quali tutte, più o meno, dànno il loro contributo al suono emesso.

Di ciò l'orecchio si accorge distinguendo nei suoni un terzo carattere, detto *timbro*. Chiunque sente la differenza fra la nota di un violino e la stessa nota di uguale frequenza emessa da un pianoforte. Eppure in entrambi i casi si tratta di una corda vibrante.

Come si è accennato si può, con adatti strumenti, trasformare la vibrazione

sonora in vibrazione elettrica; questa può essere rivelata mediante un oscillografo che fornisce il diagramma della vibrazione in funzione del tempo. In fig. 3 sono rappresentati alcuni di tali diagrammi. Si osservi che pur essendo sempre di tipo oscillatorio, tutti si scostano notevolmente dalla forma di una sinusoide. L'analisi di un suono complesso, fatta da Helmohltz e da Fourier, dimostra che oltre alla *nota fondamentale* (quella direttamente emessa dalla corda vibrante o dal rebbio del diapason), contraddistinta dalla frequenza minore f, il suono complesso contiene un certo numero di *note armoniche* (emesse da parti della stessa corda o diapason e dalle parti accessorie della sorgente sonora) caratterizzate da frequenze *multiple intere* della fondamentale, crescenti come la serie dei numeri naturali ($2f$, $3f$, ...).

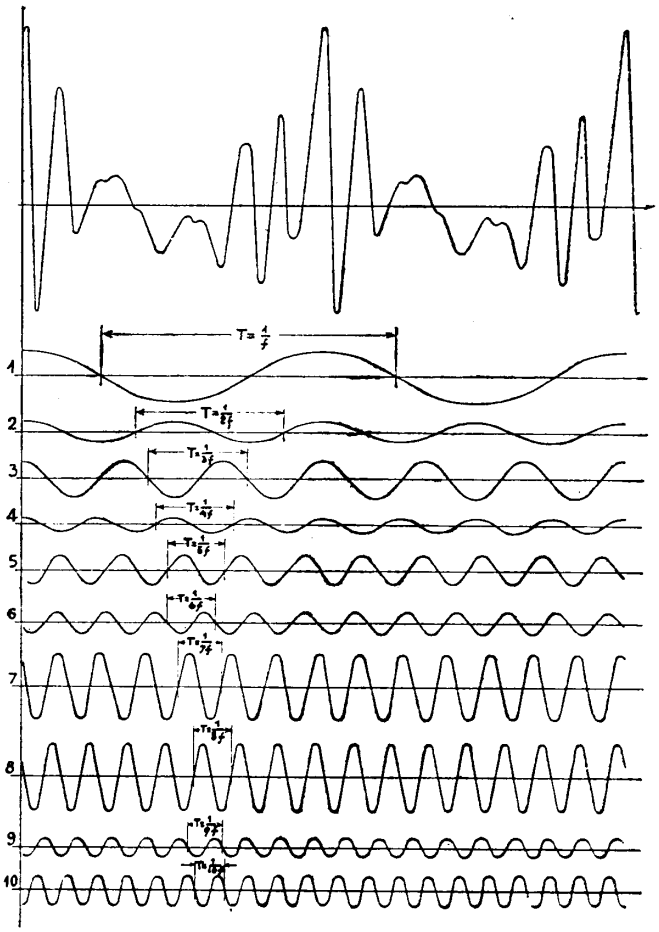


Fig. 4 – Analisi armonica di una nota.

Si osservi in fig. 4, l'analisi del diagramma di un suono complesso nelle armoniche componenti, fino alla 10ª Sommando le ordinate appartenenti ad una stessa verticale (e cioè i valori delle intensità in un certo istante) si trova il valore istantaneo del suono complesso. Si noti come le ampiezze delle armoniche successive (e quindi le intensità energetiche) hanno valori che differiscono molto fra di loro; qualche armonica può addirittura mancare (ampiezza nulla). Tali ampiezze, al crescere della frequenza, non decrescono in modo uniforme, potendosi avere una armonica di grado elevato di intensità maggiore di quelle di minore frequenza; col crescere della frequenza, l'intensità tende però ad estinguersi. È proprio in questa diversa importanza energetica delle armoniche che consiste il timbro.

Una chiara rappresentazione di questo concetto si può dare con un diagramma che è, in certo qual modo, il riassunto di quello dato in fig. 4 e che prende il nome di « spettro acustico » di un suono (ciò per analogia con gli spettri ottici).

Si ottiene (vedi fig. 5) portando in ascisse le frequenze (con scala lineare o, sovente, logaritmica) ed in ordinate il volume della fondamentale e di ciascuna delle armoniche.

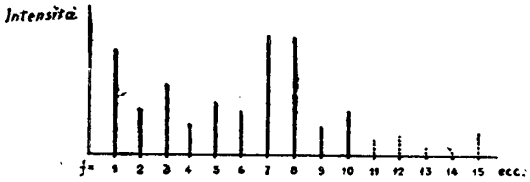


Fig. 5 – Spettro acustico di un suono.

Mediante gli spettrometri elettro-acustici questo tipo di diagramma può essere ottenuto direttamente.

Si noti come, a prima vista, il diagramma metta in evidenza la varia importanza energetica delle armoniche, cioè il rapporto fra le loro intensità.

In conseguenza di quanto si è detto, il fenomeno fisico della produzione o della propagazione di un suono puro si esprime con la formula di una sinusoide:

$$A \operatorname{sen} \omega t \tag{5-1}$$

dove A rappresenta l'intensità massima del suono (microwatt/cm² o dine/cm², a seconda che ci si riferisca all'intensità energetica ovvero alla pressione acustica) ed ω la pulsazione, legata alla frequenza ed al periodo dalla proporzionalità semplice

$$\omega = 2 \pi f = \frac{2 \pi}{T} .$$

Un suono complesso, analogamente, si rappresenta con una serie di Fourier, come somma di termini sinusoidali, ciascuno di ampiezza diversa, e con frequenze crescenti:

$$\Sigma A_n \operatorname{sen} n \omega t = A_1 \operatorname{sen} \omega t + A_2 \operatorname{sen} 2 \omega t + A_3 \operatorname{sen} 3 \omega t + \ldots \tag{5-2}$$

(n può prendere i valori interi da 1 in avanti; al valore 1 corrisponde la fondamentale; ai successivi le armoniche). A_1, A_2, A_3 ecc. sono i valori massimi delle varie componenti e sono delle costanti indipendenti da t.

Se un suono si mantiene costante nel tempo, cioè se la sorgente sonora vibra con continuità e senza alterare il ritmo delle oscillazioni, il suo spettro acustico rimane fisso. Ad un suono variabile (come la maggior parte dei suoni normalmente prodotti) corrisponde una variabilità dello spettro. In altri termini, nella (5-2) i coefficienti A_n diventano funzioni più o meno complicate del tempo ed il suono è rappresentato sinteticamente dalla

$$\Sigma A_n (t) \operatorname{sen} n \omega t . \tag{5-3}$$

Questa formula (qualora si riuscisse ad esprimere analiticamente la funzione $A_n (t)$ per ciascun valore di n) può pertanto rappresentare sinteticamente qualunque suono anche complicato.

Occorre però avvertire che se si passa dai suoni veri e propri a quella parti-

colare categoria che va sotto il nome generico di « rumori », le cose si complicano ulteriormente: l'energia si ripartisce in innumerevoli componenti ed alla sommatoria deve essere sostituito un integrale.

II. Voce ed udito.

6. Il linguaggio. — La telefonia si propone di trasmettere i suoni complessi che vengono prodotti dall'organo umano della voce e che servono al linguaggio.

Organo essenziale della fonazione è il complesso laringo-faringo che occupa la parte anteriore del collo e la parte inferiore della testa; la laringe forma una sporgenza più o meno accentuata nei vari individui (pomo d'Adamo). Le sue dimensioni variano a seconda dell'età, del sesso e dell'individuo, contribuendo a determinare il timbro della voce.

La laringe nella cavità interna presenta un restringimento che corrisponde a pieghe della mucosa, estese in senso antero-posteriore. Esse sono in numero di quattro: due superiori, dette « corde vocali false », e due inferiori o « corde vocali vere »; esse delimitano una particolare fenditura, detta glottide o rima glottidea, di ampiezza variabile in virtù della estrema mobilità delle corde vocali stesse.

Il processo della fonazione è il seguente: l'aria spinta dai polmoni lungo la trachea, incontra la rima glottidea. Le corde vocali si mettono in vibrazione, dando luogo ad onde sonore, sincrone alle vibrazioni delle corde vocali, che determinano un suono fondamentale o laringeo. Tale suono, unito alle armoniche prodotte nella cavità faringo-boccale, variabile a volontà con i movimenti della lingua, delle labbra e della mascella, è fondamento del linguaggio articolato e del canto.

In definitiva, dunque, il processo della fonazione si compie in due atti:

1) formazione di un suono laringeo di altezza e di intensità varie;

2) produzione di suoni propri alla voce articolata, dovuti alla risonanza nella cavità faringo-boccale.

La voce è stata e lo è tuttora, oggetto di molti studi, aventi lo scopo di determinare la composizione acustica del linguaggio.

Si è trovato che i suoni del linguaggio, tradotti in diagrammi oscillografici, dànno delle curve estremamente complesse e di interpretazione difficile. Se ne può riassumere il carattere come segue.

Il linguaggio consta, come è noto, di *vocali* e *consonanti*, che si uniscono a costituire delle emissioni di voce, pressapoco coincidenti con le *sillabe*. Orbene, l'energia sonora di ogni emissione di voce è in massima parte affidata alla vocale, e la forma del diagramma di una vocale corrisponde a quella di un suono complesso; l'oscillogramma ha un andamento regolare in cui i periodi si succedono uguali o con variazioni non brusche. La consonante, invece, si manifesta come una deformazione apparentemente capricciosa della parte iniziale e finale della vocale. La durata nel tempo è estremamente corta per la consonante: solo un breve tratto nella parte iniziale e finale del diagramma; tutto il resto è occupato dalla vocale. Il diagramma della consonante non ha un vero carattere oscillatorio; si presenta piuttosto come un'alterazione dell'oscillogramma della vocale. Se si riesce a farne l'a-

nalisi armonica, si trova una ripartizione delle frequenze pressochè continua con intensità delle componenti estremamente debole, cioè qualcosa che assomiglia più alla composizione di un rumore che a quella di un suono.

Il diagramma della vocale è lungo una frazione di secondo; nella parte centrale l'andamento è oscillante (anche se più o meno lontano dalla forma sinusoidale pura), con un certo numero di periodi che si ripetono regolarmente. Verso il termine dell'emissione il carattere oscillatorio si va perdendo, e l'oscillogramma declina in una coda nella quale la periodicità si modifica con una certa regolarità fino a dissolversi.

Ricercare analiticamente le armoniche presenti nelle varie parti del linguaggio apparirà, dopo quanto si è detto, un problema arduo; ci si può però limitare alla ricerca delle armoniche più importanti perchè prevalenti dal punto di vista della comprensione. Il risultato di tali difficili ricerche si può riassumere dicendo che ogni vocale contiene un insieme di frequenze caratteristiche, collocate, nel relativo spettro acustico, in una o più zone dette *zone formative*; se a mezzo di filtraggio si elimina una di queste zone, la sensazione acustica muta radicalmente, tanto che l'orecchio non è più in grado di riconosce la vocale corrispondente.

Si può ancora (sempre mediante filtraggio con dispositivi opportuni) determinare l'estensione (spettro) delle frequenze che solitamente si riscontrano nelle varie voci umane.

Le voci maschili si estendono in un campo di frequenze più basso di quanto non sia per quelle femminili. Anche con l'età varia la composizione armonica della voce. In generale si ritiene che il linguaggio si estenda da poche decine di periodi al secondo a circa 8000.

Se si eliminano le frequenze più basse, la voce prende un timbro metallico, caratteristico del prevalere delle note acute; il timbro diviene cupo se si riducono od eliminano le note alte. Tuttavia, agli effetti della comprensione del linguaggio (trascurando, quindi, l'esatta riproduzione del timbro) è sufficiente conservare le frequenze comprese fra 300 e 2500 Hz circa (vedi n° 208).

7. L'orecchio e la sensazione acustica. — Abbiamo finora parlato del suono come vibrazione, o come energia sonora che si propaga nell'aria.

Agli effetti della trasmissione telefonica, è altrettanto importante la sensazione acustica, attraverso la quale il suono è reso manifesto al cervello.

L'orecchio è un insieme di organi rivelatori ed analizzatori di suoni. La sua struttura è assai complessa e delicata. Sommariamente notiamo (fig. 6): l'*orecchio esterno*, che raccoglie e concentra il suono (padiglione-meato auditivo); l'*orecchio medio*, che rinforza, trasmette e probabilmente fa una prima selezione dei suoni componenti, comportandosi come un filtro meccanico-acustico delle vibrazioni (timpano, cavità timpanica, catena degli ossicini: *staffa*, *incudine* e *martello*); infine l'*orecchio interno* o *labirinto*, che è il vero organo acustico in quanto converte il suono in stimolo nervoso. Esso racchiude nella parte anteriore gli organi destinati alla percezione auditiva, nella parte posteriore quelli destinati all'equilibrio, e si trova in una cavità, scavata dentro l'osso temporale. Si notano principalmente:

il *vestibolo* (cavità piena di un liquido detto perilinfa), il sistema dei tre *canali semicircolari*, e la *chiocciola*.

Quest'ultimo è l'organo più complesso dell'orecchio e ad esso è affidata la percezione vera e propria dei suoni. Consta di un piccolo canale elicoidale, di circa due giri e mezzo. Internamente è diviso in due parti da un setto longitudinale che determina quindi due canaletti elicoidali, a sezione schiacciata. Essi sono rispettivamente chiamati *rampa vestibolare* e *rampa timpanica*.

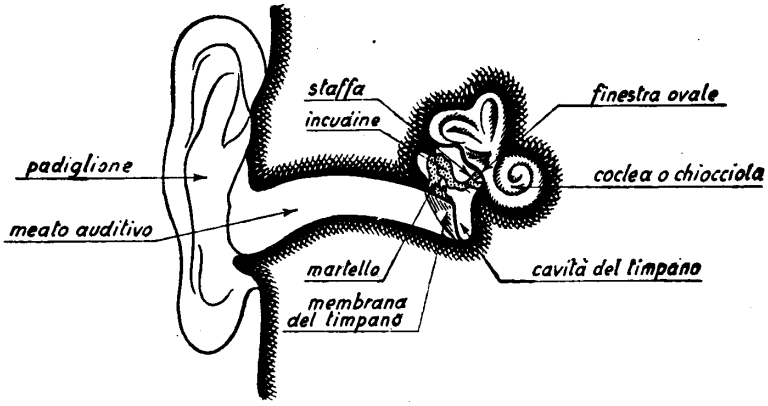


Fig. 6 – Sezione dell'orecchio.

Il setto longitudinale di divisione è formato da una parte ossea e dall'insieme di due membrane, la membrana di Reissner e la membrana basiliare, tra le quali resta un terzo piccolo canale a sezione quasi triangolare detto *coclea*, unito al sacco del vestibolo con uno stretto canale di congiunzione; esso termina nell'elicotrema, ove le due rampe si uniscono.

Alla membrana basiliare arrivano le sottili terminazioni del nervo acustico· su di essa si trova l'organo del Corti, formato da migliaia di sottilissime fibre, di sposte come le corde di un'arpa.

Il meccanismo della percezione di un suono può descriversi schematicamente così: le onde sonore, raccolte dal padiglione, vengono incanalate, attraverso il canale auditivo, alla membrana timpanica; questa si mette in vibrazione e trasmette le perturbazioni all'orecchio interno, sia a mezzo della catena degli ossicini, sia attraverso l'aria contenuta nell'orecchio medio. La vibrazione arriva così ai liquidi che riempiono i canaletti della chiocciola.

Sul funzionamento di questa si sono fatte varie ipotesi, soprattutto per spiegare il *potere risolutivo dell'orecchio*, cioè la sua capacità di analizzare un suono complesso nei suoni semplici componenti, ciascuno dei quali è singolarmente percepito; in altri termini l'orecchio compie automaticamente l'analisi armonica della funzione periodica corrispondente al suono complesso da cui è sollecitato.

Tale facoltà risolutiva è stata attribuita dall'Helmholtz all'organo del Corti,

costituito, come si è accennato, da alcune migliaia di sottilissime fibre tese, di lunghezza diversa e quindi capaci di entrare ciascuna in vibrazione per una frequenza diversa Ogni fibra stimolerebbe una particolare terminazione del nervo acustico, che trasmetterebbe quindi la sensazione al cervello.

L'esame di alcune circostanze che complicano il fenomeno non rende però completamente accettabile tale teoria, talchè se ne sono elaborate altre. Più attendibile sembra quella che affida la facoltà risolutiva dei suoni alla membrana basiliare: questa infatti è una sottile striscia membranosa, la cui larghezza ed il cui spessore sono regolarmente decrescenti da un'estremità all'altra, per cui una determinata frequenza porrebbe in vibrazione solo una zona di tale membrana, con il conseguente eccitamento delle sole terminazioni nervose che, attraverso l'organo del Corti, ad essa fanno capo: ciò, con continuità, dalla parte iniziale, sensibile alle frequenze intorno ai 15.000 Hz, all'estremità finale, sensibile a circa 100 Hz e anche meno.

Un suono complesso, comunque, verrebbe analizzato dall'orecchio nelle armoniche componenti e ridotto alla somma di più sensazioni di suoni semplici. Il cervello, ricomponendo gli stimoli separati, darebbe luogo alla sensazione complessiva. Questo schema del fenomeno è quanto mai semplificato; basti pensare che l'orecchio distingue, oltre ai suoni veri e propri, altrettanto bene i rumori che, come si è accennato, non sono suscettibili di analisi armonica.

Ad ogni modo le esperienze finora eseguite avrebbero confermato che, mentre l'orecchio è in grado di distinguere le armoniche e di apprezzare, in ciascuna, l'ampiezza, non giudica delle relazioni di fase. In altri termini, fatta l'analisi armonica, si può ricostruire il suono sommando istante per istante i valori delle armoniche, senza preoccuparsi delle fasi; si ottiene un suono *fisiologicamente* identico a quello originario.

Ciò giustifica la rappresentazione analitica di un suono complesso data al n° 5, nella quale, appunto, non è messa in evidenza la fase dei suoni semplici.

Poichè l'orecchio rivela solo le componenti del suono di frequenza compresa fra 60 e 15.000 Hz circa, solo per queste ha un significato il nome di «suoni», e soltanto ad esse si interessa la telefonia ordinaria.

Ricordiamo ancora che l'orecchio non ha una sensibilità uguale a tutte le frequenze, cioè: a stimoli di intensità uguale (in senso energetico) non corrispondono sensazioni di uguale intensità per tutte le frequenze.

Più esattamente la sensibilità, variabile da un individuo all'altro, ha per ciascuno dei limiti ben definiti in funzione dell'intensità e dell'altezza dei suoni. I valori di tali limiti sono però poco diversi da un individuo all'altro, come si è potuto constatare mediante numerose esperienze su vari soggetti, dalle quali si sono potuti ricavare i valori medi di detti limiti.

Si è trovato che, per una data frequenza, è necessario che l'intensità energetica del suono raggiunga un valore minimo j_0, affinchè abbia luogo la sensazione uditiva. Con l'aumentare dell'intensità energetica la sensazione diventa sempre più intensa fino ad un valore di essa j_s, oltre il quale comincia a produrre fastidio, e a diventare dolorosa. Esistono cioè, per ogni frequenza, due limiti dell'intensità ener-

getica, uno inferiore e l'altro superiore, tra i quali si verificano le normali sensazioni uditive; il primo di essi è chiamato *soglia di udibilità* ed il secondo *soglia di dolore*.

I valori di j_0 e di j_s alle varie frequenze sono stati determinati sperimentalmente: i risultati ottenuti sono stati tradotti nel diagramma rappresentato in fig. 7, in cui in ascisse sono riportate, in scala geometrica, le frequenze ed in ordinate, in scala quadratica, le intensità energiche. La curva inferiore rappresenta la soglia di udibilità e quella superiore la soglia di dolore. Il diagramma in oggetto si chiama « audiogramma normale medio » di Fletcher e Munson: l'area compresa tra le curve delle j_0 e delle j_s si chiama area totale dell'audizione; essa può essere presa come base per stabilire i limiti entro i quali si ha una sensazione normale.

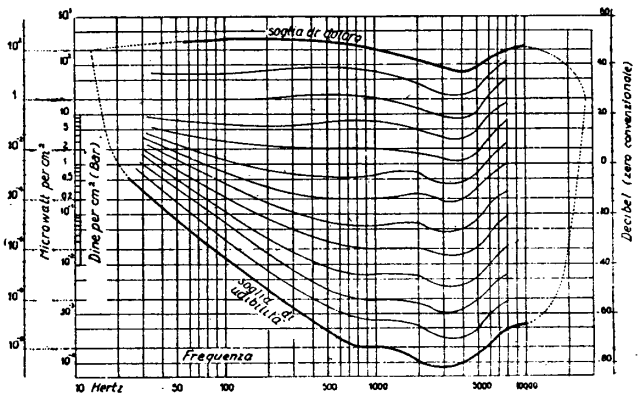


Fig. 7 – Audiogramma.

Per il suono puro di 1000 Hz la soglia di udibilità è di 10^{-10} microwatt/cm², corrispondenti ad una variazione di pressione dell'onda di quasi 10^{-4} dine/cm². Si tratta di un suono, come si vede, estremamente debole. Aumentando progressivamente il volume del suono, si riesce a sopportarlo fino a circa 10^2 microwatt/cm² (più di 10^2 dine/cm²). Un suono più forte riesce insopportabile all'orecchio e, crescendo di intensità, finisce per interessare per risonanza le cavità interne dell'addome e del torace e lo stesso senso del tatto.

Le migliori condizioni per l'ascolto corrispondono a circa 10^{-3} microwatt/cm² (circa 0,5 dine/cm²). In relazione a ciò, la potenza di un buon ricevitore (conto tenuto della trasformazione elettro-acustica e del suo basso rendimento — n° 15 —) è di qualche diecina di microwatt misurati ai morsetti di entrata.

RIFERIMENTI

U. Bordoni, *Sulla struttura dei suoni e la loro percezione*, in « L'Elettrotecnica », 1927, vol. XIV, pag. 733.

Una moderna trattazione dell'Acustica è quella del:

Perucca E., *Fisica generale e sperimentale*, U. T. E. T. Torino, IV Ed., vol. I, Parte III.

CAPITOLO II

ORGANI FONDAMENTALI DELL'APPARECCHIO TELEFONICO

I. Il microfono ed il ricevitore.

8. Il telefono. — Si dà questo nome ad un apparecchio che opera la trasformazione dell'energia sonora (prodotta dalla voce umana) in energia elettrica e viceversa.

I primi tentativi per realizzare un telefono risalgono alla seconda metà del secolo scorso. L'italiano *Meucci* (1871) è considerato il primo inventore del telefono in senso moderno. L'americano *Bell* (1876) mise le basi dell'industria telefonica e fece un effettivo strumento pratico di quello che era ancora uno strumento da laboratorio.

I progressi del telefono furono, come è noto, rapidi: come diffusione e come perfezionamento. Dai primi collegamenti urbani si è passati alle comunicazioni fra località sempre più lontane. Poco prima della guerra mondiale 1914-18 si svilupparono i sistemi di commutazione automatica. Infine le applicazioni dei sistemi e metodi della radiotecnica hanno portato alle moderne comunicazioni multiple a distanza in alta frequenza, alle trasmissioni televisive in cavi speciali, ecc.

Il numero dei telefoni in funzione nel mondo si aggira intorno ai 50 milioni. La densità media è ancora modesta: non più del 2 % degli abitanti delle regioni civili. Presso le nazioni industrialmente più progredite (Stati Uniti) si toccano densità del 17 %; in Europa i paesi nordici prima di questa guerra superavano la densità del 10 %. In Italia siamo ancora a meno del 3 %, ma gli ultimi anni prima della guerra hanno segnato un sensibile incremento [1].

9. Struttura elementare del telefono. — Il telefono di Meucci-Bell funziona secondo il seguente principio (fig. 8): una membrana metallica circolare è fissata al bordo e può, quindi, leggermente vibrare nella parte centrale. Ad essa è affacciata una calamita a ferro di cavallo, in modo che fra i poli e la membrana rimanga un sottile spazio (traferro). In queste condizioni un flusso Φ si stabilisce nel circuito

---

[1] Non si sono avute ancora cifre statistiche ufficiali della situazione telefonica dopo la fine della guerra.

magnetico che comprende: calamita, traferro e membrana. Poichè la reluttanza è quasi totalmente dovuta all'aria nel traferro, dall'ampiezza di questo dipenderà il valore del flusso, tanto più grande quanto minore sarà la distanza della lamina dai poli.

Avvolta intorno alla calamita è una spirale di filo di rame isolato ai cui due capi possono essere rivelate, con un voltmetro di buona sensibilità, delle tensioni elettriche.

A riposo (cioè quando l'aria non è sede di vibrazioni) il voltmetro non segnala nessuna tensione; infatti il flusso Φ concatenato con l'avvolgimento è costante.

Quando un'onda sonora colpisce la membrana, le alterne pressioni e depressioni la sollecitano a vibrare; ciò produce variazioni dello spessore del traferro, variazioni corrispondenti della reluttanza e, infine, variazioni del flusso.

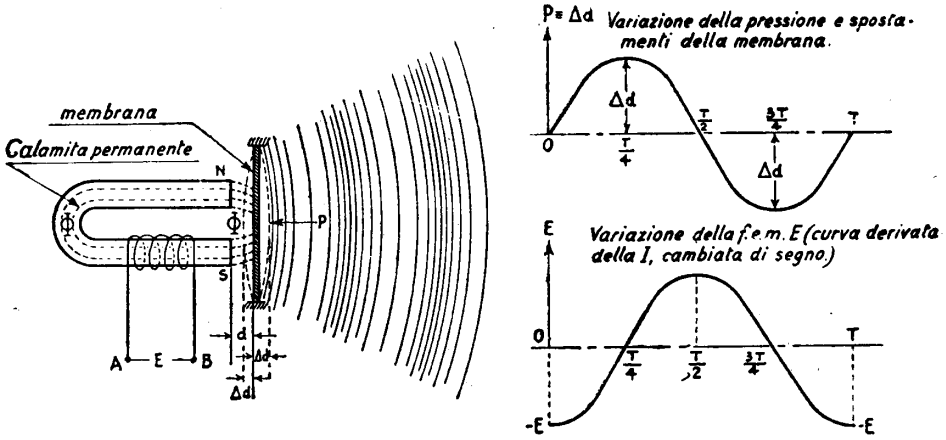


Fig. 8 – Trasformazione acustico-elettrica.

Alle variazioni del flusso corrisponde una differenza di potenziale indotta ai capi della bobina; il voltmetro infatti indica una tensione variabile, ed un oscillografo collegato agli stessi capi dell'avvolgimento registra una curva, immagine dell'onda sonora. È bene avvertire subito che ciò non deve essere inteso in senso assoluto. Solo se tutto il sistema descritto fosse così perfetto da non introdurre deformazioni durante le trasformazioni che portano dal suono alla tensione elettrica si potrebbe parlare di «immagine», cioè di perfetta somiglianza dei due fenomeni vibratori. In realtà il sistema introdurrà delle «distorsioni» più o meno sensibili, ciò che verrà meglio analizzato tra poco.

L'organo elementare sopra descritto è capace di funzionare anche in senso inverso. Una tensione alternativa applicata ai capi dell'avvolgimento provoca un flusso variabile nel circuito magnetico; il flusso dà luogo ad una forza attrattiva sulla membrana, variabile con il flusso stesso; per effetto della forza variabile la membrana vibra, diventando una sorgente sonora dalla quale un suono si irradia

nell'aria ambiente. Pertanto, l'insieme di due organi elementari, collegati da una linea conduttrice (due conduttori isolati) e funzionanti l'uno da generatore l'altro da ricevitore, è un completo sistema telefonico. Tale ad un dipresso era il primo telefono di Meucci-Bell.

In pratica si rilevarono subito i seguenti inconvenienti. Le f. e. m. indotte nell'avvolgimento, anche quando si faccia a moltissime spire (per aumentare l'effetto del flusso concatenato) sono, nel telefono impiegato come trasmettitore, assai deboli: qualche millivolt per le energie sonore comuni della voce. L'energia subisce, infatti, come si è visto, le seguenti trasformazioni: una prima acustico-meccanica (per passare dalle vibrazioni dell'aria a quelle della membrana); una seconda meccanico-elettrica (per passare dagli spostamenti della membrana alla tensione elettrica). Ciascuna di queste trasformazioni ha un rendimento in energia assai basso; la prima segnatamente, perchè molta parte del lavoro delle forze di pressione si perde nel vincere le forze elastiche della membrana che si oppongono al movimento. Nella seconda trasformazione, dato che il circuito magnetico non è chiuso, molta parte del flusso si disperde ed altre perdite si hanno per effetti parassiti nel ferro e per isteresi.

Il rendimento complessivo, risultando dal prodotto dei due, è ancora più basso di ciascuno di essi. Quindi, non potendo essere aumentato a volontà il volume del suono prodotto dinanzi all'apparecchio, le tensioni ricavate saranno forzatamente piccole. Una nuova caduta di tensione si ha lungo la linea di collegamento fra i due apparecchi; all'estremo ricevente, la tensione che risulta applicata all'apparecchio ricevitore si riduce ad una minima aliquota della f.e.m. iniziale. Qui dobbiamo di nuovo tener conto del basso rendimento della trasformazione inversa elettrico-acustica che riduce ulteriormente l'energia; alla fine però troviamo l'orecchio, la cui meravigliosa sensibilità permette di utilizzare energie anche piccolissime. Naturalmente saranno evitate le dissipazioni di energia nell'aria, facendo in modo che l'orecchio sia vicino il più possibile alla sorgente sonora, a poca distanza dalla membrana e con qualcosa che convogli il suono direttamente al timpano. Per questo il ricevitore si colloca all'interno di un *auricolare*, cioè un supporto da applicare direttamente all'orecchio. Risulta in ultima analisi che il telefono si presta abbastanza bene come organo ricevitore, ma è un pessimo trasmettitore (beninteso, dal punto di vista energetico).

Per queste ragioni il telefono — con ulteriori perfezionamenti di carattere pratico, ma immutato nel principio — è ancor oggi impiegato con funzione di ricevitore; mentre è stato abbandonato come trasmettitore.

10. Il microfono. — L'organo adoperato come trasmettitore, sin dai primi tempi della diffusione pratica del telefono, è il *microfono a carbone*.

L'invenzione risale a pochi anni dopo quella del telefono ed è dovuta ad Hughes ed Edison.

Il principio è il seguente. Quando due conduttori vengono messi a contatto, la resistività assume sulla superficie combaciante valori che dipendono, oltre che dalle caratteristiche fisiche dei materiali, anche dalla forza con la quale essi sono

mutuamente premuti. Se l'esperienza si compie con due conduttori veri e propri (per es. con due pezzi di rame ben levigati) bastano piccoli valori di pressione per ottenere un contatto pressochè perfetto, quale si avrebbe se i due pezzi fossero saldati o costituissero un pezzo solo.

Sono state fatte molte esperienze per stabilire la legge fisica del fenomeno per tutte le specie di conduttori e tutti i casi di contatto, variando anche il tipo della superficie (liscia, con asperità, ecc.); i risultati sono grandemente complessi. Importante per noi è il caso dei materiali semiconduttori (per es. il carbone allo stato amorfo e di buona purezza): man mano che la pressione assume valori maggiori (a cominciare da zero) la resistività di contatto decresce, da valori elevatissimi a valori sempre più piccoli; il contatto perfetto si ottiene solo per pressioni relativamente elevate e, ciò che più conta, passa da un estremo all'altro per gradi. Grosso modo si può affermare che la resistività è inversamente proporzionale alla pressione:

$$\rho = K \frac{1}{P} \tag{10-1}$$

per cui la legge di Ohm prende la forma:

$$V = R\,I = \rho \frac{l}{S} I = K \frac{l}{S\,P} I \tag{10-2}$$

da cui:

$$I = V \cdot P \left(\frac{1}{K} \frac{S}{l} \right) \tag{10-3}$$

la corrente risulta proporzionale alla pressione (beninteso, entro certi limiti).

Ciò posto, se si tengono due sbarrette di carbone semplicemente appoggiate, e si applica una tensione fissa, il valore della corrente può essere modificato, entro i predetti limiti, facendo variare la pressione, e la corrente varierà con lo stesso andamento delle variazioni di pressione. Queste possono essere in particolare causate dalle vibrazioni dell'aria.

Per passare alla realizzazione pratica di questo principio, si foggiano le due sbarrette di carbone (elettrodi) come due dischetti contenuti nell'interno di una celletta di materiale isolante molto cedevole (per es. feltro). Le due placchette non sono a contatto diretto, ma è interposta, riempiendo il volume della celletta, una polvere di granuli dello stesso carbone. L'impiego della polvere di carbone non modifica il principio di funzionamento, ma ne aumenta notevolmente gli effetti. Infatti la superficie di contatto risulta assai accresciuta perchè suddivisa in tante superfici elementari di contatto fra i granuli. Se un elettrodo è tenuto fisso e l'altro si fa vibrare mediante l'energia sonora, la pressione dei contatti elementari aumenta o diminuisce con la legge elementare (riferita a ciascun granulo) più sopra descritta, ed il risultato esterno complessivo è di proporzionalità inversa fra le variazioni di pressione e le variazioni di resistenza fra gli elettrodi. L'effetto microfonico, nel microfono a carbone, dipende da numerose cause concomitanti, che si affiancano

al fenomeno principale, modificandone in varia guisa gli effetti; fra esse notiamo lo stato di divisione più o meno grande della polvere (grossezza dei granuli), la ionizzazione dell'aria contenuta negli spazi fra i granuli dovuta alle piccole scintille durante il funzionamento e la purezza della sostanza adoperata.

L'impiego del carbone offre, non ultimo, il vantaggio di non dar luogo ad ossidazioni delle superfici di contatto per effetto del riscaldamento provocato dal passaggio della corrente. Il microfono può così conservare a lungo le caratteristiche iniziali.

Per quanto si è visto, il microfono ha bisogno di una sorgente esterna di f. e. m. A riposo esso presenta una certa resistenza per cui, se si collega al circuito di una pila, si ottiene una corrente continua di determinata intensità.

L'effetto microfonico fa variare la resistenza con legge simile a quella della pressione sonora; di conseguenza la corrente non conserva un valore continuo, ma diventa pulsante. Con un trasformatore si può, volendo, separare la parte costante da quella variabile, onde ottenere delle tensioni alternative; si può anche, usando un opportuno rapporto di trasformazione, aumentare il valore efficace della tensione ricavata in modo da migliorare le condizioni elettriche all'entrata nella linea. Questo, come vedremo, viene fatto abitualmente negli apparecchi telefonici.

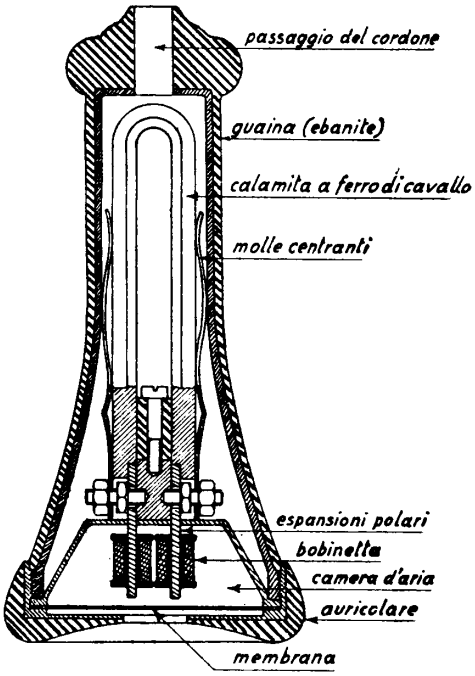


Fig. 9 – Ricevitore tipo Kellogg.

11. Tipi di ricevitori e di microfoni. — I ricevitori ed i microfoni moderni derivano da quelli descritti nei paragrafi precedenti, con opportuni adattamenti pratici.

A) I ricevitori si presentano sotto due forme caratteristiche:

a) *Ricevitori a guaina cilindrica* (fig. 9). — Usati negli apparecchi che devono funzionare su linee di scarsa efficienza o lunghe (circuiti interurbani), perchè presentano una buona sensibilità. Di regola sono oggi adoperati solo negli apparecchi a batteria locale da muro (paragrafo 31).

Una forte calamita a ferro di cavallo allungato termina con due sbarrette di ferro dolce; su queste sono fissati due rocchetti portanti due bobinette di filo isolato sottile. I due avvolgimenti sono in serie, e collegati in modo da dare flussi concomitanti nel ferro.

Tutto l'insieme è contenuto in una guaina di materia isolante (ebanite) a forma cilindro-conica. L'orlo dal lato svasato presenta una sede per ricevere la membrana (un sottile disco di ferro dolce verniciato); lo stesso orlo verso l'esterno ha una impanatura alla quale si avvita l'auricolare, cioè un disco isolante, forato o bucherellato, che chiude la guaina e, allo stesso tempo, tiene serrata la membrana. Le cose sono disposte in modo che la membrana si venga a trovare vicinissima ai due poli della calamita pur senza arrivare a toccarli.

b) *Ricevitori a capsula* (fig. 10). — Sono studiati per avere minimo ingombro e facile ricambiabilità. Vengono adoperati nei microtelefoni (vedi paragrafo 27), in tutti i tipi di apparecchi moderni. Per avere minore ingombro sono provvisti di calamite di piccole proporzioni, per cui presentano in genere minore sensibilità dei

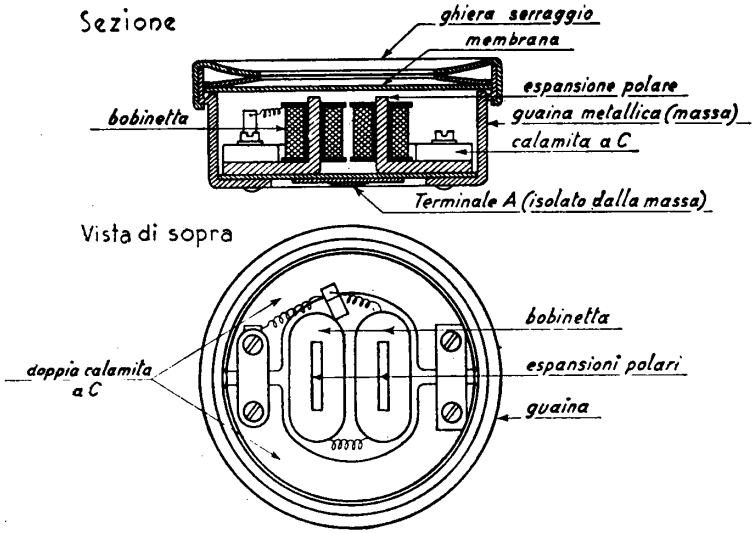


Fig. 10 – Ricevitore Siemens a capsula.

ricevitori cilindrici. Si compongono di una scatoletta metallica (cassa o guaina) la quale sul fondo porta un disco isolante, con fissata al centro una placchetta. Questa è uno dei terminali e ad essa è fissato un capo dell'avvolgimento delle bobinette; l'altro terminale è costituito dall'intera scatola metallica (massa).

La calamita è sdoppiata per ottenere il massimo sfruttamento dello spazio, ed è a forma semicircolare con gli estremi ripiegati all'insù. Intorno a queste appendici sono fissate le bobinette, a sezione schiacciata. L'orlo della cassa porta la sede per la membrana, la quale viene fissata con un coperchio ribadito, forato nella parte centrale per il passaggio del suono.

Come si vede la forma è particolarmente adatta per il ricambio, dato che la capsula trova alloggiamento nel microtelefono in una sede provvista di molle, delle quali una fa contatto con il terminale centrale mentre l'altra tocca la cassa in un

punto esterno qualunque. Tutti i ricevitori di costruzione moderna (Siemens, Siti, Face, Ericsson, Autelco, ecc.) sono del tipo a capsula.

B) I microfoni moderni presentano tutti l'elemento fondamentale già descritto: due elettrodi di carbone con interposto il carbone in granuli; differiscono l'uno dall'altro per i particolari costruttivi. Accenniamo ad alcuni di questi particolari:

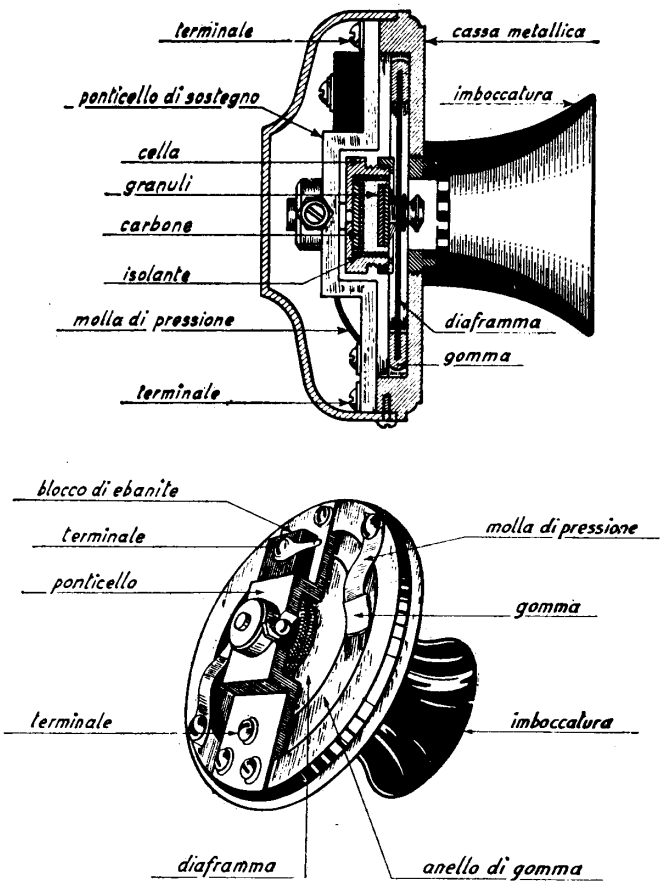


Fig. 11 – Microfono Solid-back.

a) *Microfono « solid-back »* (fig. 11). — Così chiamato perchè l'elettrodo posteriore (un disco di rame-carbone) è rigidamente fissato ad una squadretta metallica robusta collegata alla cassa che sostiene il microfono. Anche l'elettrodo anteriore è a disco e può oscillare rispetto all'elettrodo posteriore. L'interno della cavità cilindrica fra gli elettrodi è pieno di granuli di carbone.

L'elettrodo anteriore è fissato, con un morsetto a vite, al centro della membrana (di alluminio verniciato) e quindi ne segue le vibrazioni. La tenuta della capsula è assicurata da una leggera membrana di mica che non impedisce il moto relativo dei due elettrodi.

b) *Microfono «Kellog»* (fig. 12). — Differisce dal solid-back perchè la vaschetta anteriore è direttamente ricavata di stampo nella membrana. L'elettrodo anteriore è una placchetta di carbone fissata sul fondo della vaschetta. Anche in questo microfono l'elettrodo posteriore è fissato ad un robusto sostegno metallico.

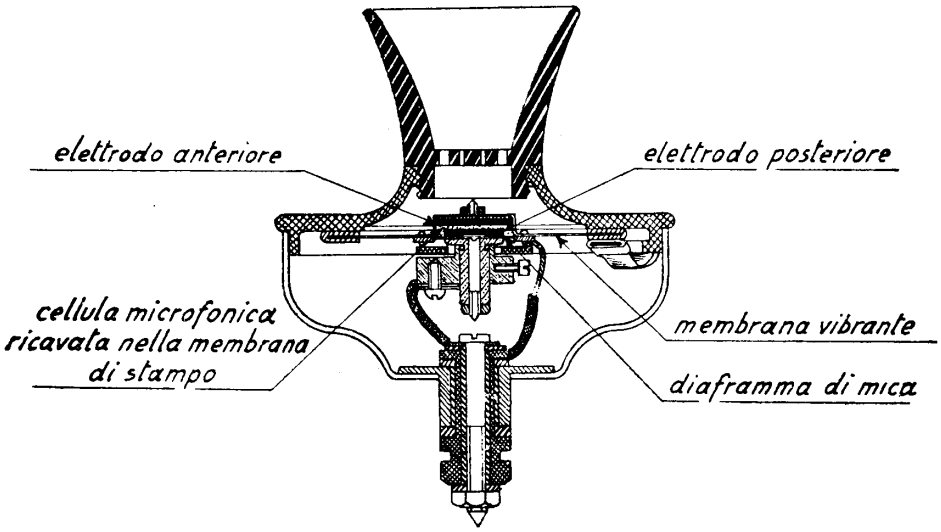


Fig. 12 – Microfono Kellogg.

Entrambi questi microfoni sono completati da una cassa metallica provvista di una imboccatura (cornetto) che serve a proteggere la membrana ed a convogliare il suono al centro di essa. Sono impiegati negli apparecchi a batteria locale in unione ai ricevitori a guaina cilindrica. Hanno ottime caratteristiche e dànno buoni risultati anche su linee poco efficienti o lunghe. Vengono fissati alla parte frontale dell'apparecchio, con cui fanno corpo.

I microfoni più comuni negli altri tipi di apparecchi sono a forma di capsula, come i ricevitori, per la facilità di ricambio già illustrata. Sono contenuti in una scatoletta metallica con terminale centrale posteriore isolato dalla cassa che costituisce l'altro terminale.

Fra i numerosi tipi ricordiamo:

c) *Microfono Siti-Face.* — Di costruzione semplice e robusta (fig. 13). Elettrodo anteriore costituito dalla stessa membrana (di carbone); posteriore a foggia

di placchetta la quale presenta verso l'interno alcune rugosità che aumentano la superficie di contatto con i granuli. La vaschetta del carbone è completata da un cilindretto cavo di feltro.

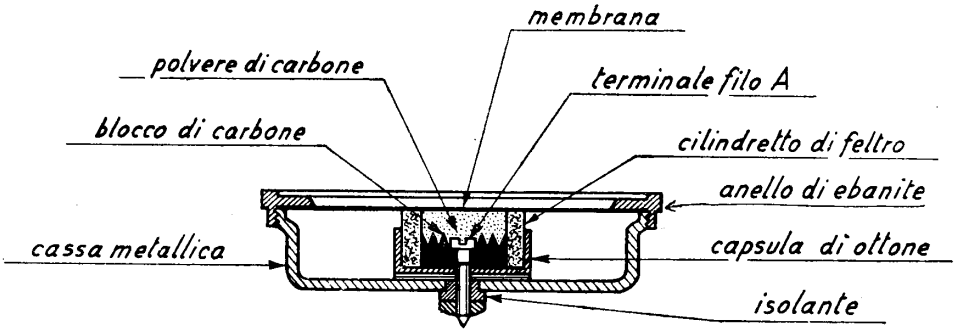


Fig. 13 – Microfono Siti-Face.

La membrana è collegata alla massa della scatola; l'elettrodo posteriore al terminale isolato.

d) *Microfono Siemens-Olap.* — È analogo al Siti (fig. 14); la membrana non è liscia ma verso l'interno ha un ringrosso con uno scodellino per la migliore tenuta dei granuli. La membrana è protetta da un cono metallico provvisto di un forel-

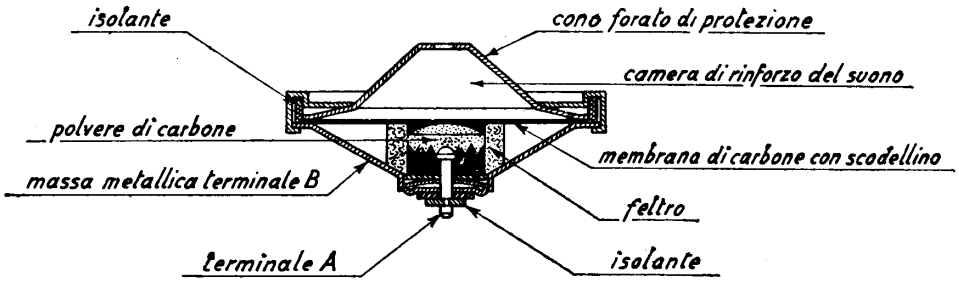


Fig. 14 – Microfono Siemens-Olap.

lino. La cavità all'interno del cono ha l'effetto di rinforzare i suoni bassi e, come vedremo meglio più oltre, ciò migliora la riproduzione del timbro dei suoni complessi.

e) *Microfono Ericsson-Fatme.* — È un poco più complesso degli altri sopradescritti. La vaschetta è suddivisa in sei cellette separate mediante una stella di feltro (vedi fig. 15). Il risultato è simile a quello degli altri tipi di buona costruzione.

La costruzione dei microfoni e dei ricevitori richiede la massima cura; scelta dei materiali e buon dimensionamento delle parti (diametro e spessore della membrana, qualità del carbone, finezza e forma dei granuli, quantità di polvere, su-

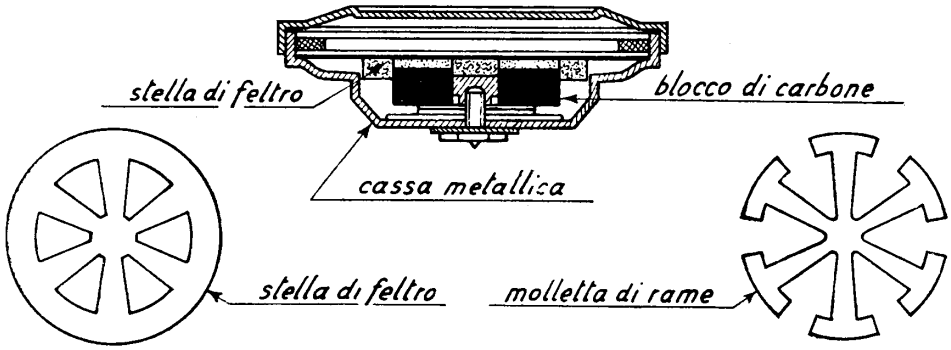


Fig. 15 – Microfono Ericsson-Fatme.

perficie degli elettrodi, ecc.) sono fondamentali per la buona riuscita, e ciò spiega la notevole diversità delle forme costruttive in organi sostanzialmente semplici.

II. Analisi del funzionamento e requisiti degli organi fondamentali.

12. Analisi del ricevitore. — Studiamo gli spostamenti della membrana di un ricevitore (anzi, del centro della membrana) per effetto di una corrente sinusoidale circolante nelle bobinette.

Chiamiamo H_1 l'intensità del campo magnetico nel traferro, dovuto alla magnetizzazione della calamita; h_2 l'intensità (variabile) del campo magnetico prodotto nel traferro dalla corrente circolante nelle bobinette (1).

Sarà $h_2 = H_2 \operatorname{sen} \omega t$ se la corrente è (come abbiamo posto per ipotesi) sinusoidale pura e se trascuriamo i fenomeni di isteresi (ciò che si può ritenere sufficientemente esatto in condizioni normali, molto lontane dalla saturazione). La forza di attrazione esercitata sulla membrana è data (2) (formula di Maxwell) in ogni istante da:

$$F = K H^2 = K (H_1 + h_2)^2$$

dove K è una costante dipendente, fra l'altro, dalla sezione del traferro perpendicolare alla direzione del flusso (cioè all'incirca, dall'area delle estremità polari della calamità), ed H l'intensità totale del campo magnetico.

---

(1) H viene misurata nel sistema Giorgi in *amper-spire al metro* e nel sistema C.G.S. in *oersted*.

(2) Nel sistema Giorgi in *vis*.

Sostituendo a h_2 il suo valore, e sviluppando si ha:

$$F = K\,(H_1^2 + 2\,H_1\,h_2 + h_2^2) = K\,(H_1^2 + 2\,H_1\,H_2 \operatorname{sen} \omega\,t + H_2^2 \operatorname{sen}^2 \omega\,t)$$

$$= K\left[H_1^2 + 2\,H_1\,H_2 \operatorname{sen} \omega\,t + H_2^2\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\,\omega\,t\right)\right]$$

$$= K\left(H_1^2 + \frac{1}{2}\,H_2^2\right) + 2\,K\,H_1\,H_2 \operatorname{sen} \omega\,t + \frac{1}{2}\,K\,H_2^2 \operatorname{sen}\left(2\,\omega\,t + \frac{3\,\pi}{2}\right) \quad (12\text{-}1)$$

Il 1° termine dà il valore della forza costante esercitata dalla calamita sulla membrana.

Il 2° termine è sinusoidale di frequenza $f = \dfrac{\omega}{2\,\pi}$ uguale a quella della corrente: *è il termine utile*, che traduce la vibrazione elettrica in forza di attrazione sulla membrana e, quindi, in suono.

In questo termine sinusoidale il coefficiente è $2\,K\,H_1\,H_2$; ciò indica che l'intensità del termine utile può essere aumentata accrescendo tanto il campo variabile (H_2) quanto il campo fisso (H_1). L'impiego di una calamita di maggiore potenza è quindi utile per accrescere il volume del suono prodotto, cioè la *sensibilità* del ricevitore.

Questo conferma quanto è stato detto a proposito dei ricevitori a guaina cilindrica rispetto a quelli a capsula. E spiega come la sensibilità possa diminuire nel tempo, con la progressiva smagnetizzazione della calamita, ed essere accresciuta con una rimagnetizzazione.

Finalmente, il terzo termine è di forma sinusoidale, ma di frequenza *doppia* di quella della corrente $\left(\dfrac{\omega}{\pi} = 2\,f\right)$.

Questo termine è nocivo perchè rappresenta l'introduzione di una armonica del suono puro, armonica che non era presente nella corrente. E, come sappiamo, l'introduzione d'una nuova armonica è alterazione del timbro.

Il coefficiente del termine nocivo è $\dfrac{1}{2}\,K\,H_2^2$, e dipende solo dall'intensità del campo magnetico variabile. Perchè esso sia piccolo rispetto al termine utile occorre che H_2^2 sia piccolo rispetto ad $H_1\,H_2$ (1); ciò conferma l'utilità di un campo fisso di valore elevato, non solo dal punto di vista della sensibilità, ma anche da quello della « fedeltà » di riproduzione.

Tuttavia l'alterazione del suono (detta anche con termine generico « distorsione ») può essere ridotta ma non del tutto soppressa: è un fatto fisico inevitabilmente connesso alla trasformazione elettrico-meccanica.

---

(1) Se il rapporto fra il valor massimo di H_1 ed h_2 è uguale 1/10, il rapporto fra i valori massimi del termine utile e del termine nocivo è: $\dfrac{2 \times 0{,}1}{1/2 \times (0{,}1)^2} = 40$; se il rapporto stesso è 1/100, si ha 400; e così via.

A limitare l'aumento del valore di H_1 interviene la necessità di non deformare troppo la membrana con un'eccessiva forza d'attrazione, affinchè possa seguire le vibrazioni, e quella di tenerla assai prossima ai poli della calamita senza però che arrivi a toccarli durante le vibrazioni stesse.

Passando all'analisi della trasformazione meccanico-acustica, che segue quella elettrico-meccanica, dovremmo studiare il fenomeno vibratorio di un disco elastico fissato al perimetro (più o meno rigidamente), posto in un ambiente limitato, contenente aria, costituito dalle cavità interne del ricevitore e dallo spazio fra auricolare ed orecchio. Si intuisce come tale studio debba essere complesso, ed esuli dallo scopo di questo libro. Ci limiteremo a dire che se le escursioni della membrana sono molto piccole rispetto al diametro, e localizzate nella parte centrale, le distorsioni che vengono introdotte rimangono contenute in limiti tollerabili e si può ammettere che in ogni istante la pressione acustica risulti proporzionale (secondo un coefficiente fisico costante) alla forza di attrazione esercitata sulla membrana.

Si aggiunga che i costruttori sfruttano talora le distorsioni nella trasformazione meccanico-acustica per favorire determinate zone della banda totale di frequenze, in modo da compensare più o meno empiricamente le distorsioni della linea e degli altri organi che precedono, nella comunicazione, il ricevitore.

13. Analisi del microfono. — Anche per il microfono lo studio verrà fatto nell'ipotesi di un suono sinusoidale puro incidente.

Sia R la resistenza del microfono misurata con corrente continua, a riposo (cioè in assenza di suono), ed in una posizione ben determinata (generalmente con la membrana disposta in un piano verticale).

Se le vibrazioni della membrana non sono molto ampie e rimangono localizzate alla parte centrale, e se il microfono è di buona qualità, sappiamo (n° 10) che le variazioni di resistenza in ogni istante sono proporzionali (inversamente) alle variazioni della pressione acustica. La resistenza assume perciò, in presenza di un suono incidente sinusoidale, il valore

$$r = R\,(1 - K \operatorname{sen} \omega\, t) \tag{13-1}$$

dove K è un fattore numerico inferiore ad 1, dipendente dal tipo di microfono, detto « fattore di modulazione ».

Colleghiamo il microfono ad una pila di f. e. m. E attraverso uno strumento rivelatore della corrente istantanea (amperometro sensibile od oscillografo) e sia R_c il valore della resistenza ohmica complessiva del circuito esterno al microfono.

La corrente in ogni istante risulta:

$$i = \frac{E}{R_c + r} = \frac{E}{R_c + R\,(1 - K \operatorname{sen} \omega\, t)} =$$

$$= \frac{E}{R_c + R}\left(\frac{1}{1 - \dfrac{R}{R_c + R} K \operatorname{sen} \omega\, t}\right) = I\left(\frac{1}{1 - \rho\, K \operatorname{sen} \omega\, t}\right) \tag{13-2}$$

$$\left(\text{dove si è posto } \rho = \frac{R}{R_c + R} \quad \text{ed} \quad I = \frac{E}{R_c + R}\right).$$

Se ricordiamo che:

$$\frac{1}{1 - x} = 1 + x + x^2 + x^3 + \dots \text{ (1)}$$

lo sviluppo in serie del termine fra parentesi trasforma la (13-2) in:

$$i = I\,(1 + \rho\, K \operatorname{sen} \omega\, t + \rho^2 K^2 \operatorname{sen}^2 \omega\, t + \rho^3 K^3 \operatorname{sen}^3 \omega\, t + \dots) \qquad (13\text{-}3)$$

La trasformazione acustico-elettrica ha dunque per risultato una somma di termini sinusoidali, nei quali le frequenze sono crescenti; infatti nella (13-3) si può porre:

$$\rho^2 K^2 \operatorname{sen}^2 \omega\, t = \rho^2 K^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\, \omega\, t\right)$$

$$\rho^3 K^3 \operatorname{sen}^3 \omega\, t = \rho^3 K^3 \left(\frac{3}{4} \operatorname{sen} \omega\, t - \frac{1}{4} \operatorname{sen} 3\, \omega\, t\right)$$

. . . . . .

e la formula diviene:

$$i = I \left(1 + \rho\, K \operatorname{sen} \omega\, t + \frac{1}{2} \rho^2 K^2 - \frac{1}{2} \rho^2 K^2 \cos 2\, \omega\, t + \frac{3}{4} \rho^3 K^3 \operatorname{sen} \omega\, t - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{4} \rho^3 K^3 \operatorname{sen} 3\, \omega\, t + \dots\right) =$$

$$= I \left[\left(1 + \frac{1}{2} \rho^2 K^2 + \dots\right) + \left(\rho\, K + \frac{3}{4} \rho^3 K^3 + \dots\right) \operatorname{sen} \omega\, t - \left(\frac{1}{2} \rho^2 K^2 + \dots\right) \cos 2\, \omega\, t \right.$$

$$\left. - \left(\frac{1}{4} \rho^3 K^3 + \dots\right) \operatorname{sen} 3\, \omega\, t \dots\right] =$$

$$= I\,(A + B \operatorname{sen} \omega\, t - C \cos 2\, \omega\, t - D \operatorname{sen} 3\, \omega\, t \dots) \qquad (13\text{-}4)$$

---

(1) Infatti la serie binomiale è data, come si ricorderà, da:

$$(1 + y)^m = 1 + m y + \frac{m\,(m - 1)}{2} y^2 + \frac{m\,(m - 1)\,(m - 2)}{2 \times 3} y^3 + \dots$$

e se poniamo $m = -1$; $y = -x$, otteniamo:

$$(1 - x)^{-1} = \frac{1}{1 - x} = 1 + x + x^2 + x^3 + \dots \text{ (valida per } x < 1)$$

Questo risultato ci testimonia della scarsa linearità del microfono, e cioè della distorsione che esso introduce nella trasformazione.

Esaminando i termini della (13-4) troviamo che il 1° corrisponde alla corrente continua che circola nel circuito microfonico a riposo. Il secondo termine è il *termine utile*, perchè sinusoidale come il suono incidente. I termini successivi rappresentano la parte nociva introdotta dal microfono. Osserviamo però che i termini sono tutti funzione di K; se K è un numero molto minore dell'unità, i termini che lo contengono al quadrato, al cubo, ecc., divengono rapidamente piccoli col crescere dell'esponente.

Condizione essenziale per una riproduzione abbastanza fedele è perciò un piccolo valore del fattore di modulazione. Esso è legato — come abbiamo detto — alla costruzione del microfono, e particolarmente alla limitazione, alla parte centrale, della zona della membrana messa in vibrazione dal suono.

Il termine utile, che, se trascuriamo le potenze di K si riduce a:

$$I \rho K \operatorname{sen} \omega t = \frac{E R}{(R_c + R)^2} K \operatorname{sen} \omega t$$

non può essere accresciuto a volontà perchè anch'esso dipende da K.

Posto K sufficientemente piccolo, il valore

$$I \rho = \frac{E R}{(R_c + R)^2} \qquad (13\text{-}5)$$

legato ai valori della resistenza e della corrente a regime, può essere reso massimo.

Derivando la (13-5) rispetto a R, e verificando che tale derivata si annulla con la sostituzione di R_c ad R, si trova che il massimo dell'espressione si ha per $R = R_c$.

Questa condizione (valida per tutti i generatori di f. e. m. collegati ad un circuito utilizzatore) è quella di maggiore sensibilità; essa viene ottenuta « adattando » la resistenza del microfono a quella del circuito di alimentazione (vedi n° 247).

Dal punto di vista dell'energia erogata il microfono può, per quanto si è detto (quando K è abbastanza piccolo in modo che nella (13-4) possano essere trascurati tutti i termini successivi al secondo) essere assimilato ad un generatore di f. e. m. alternata inserito in un circuito nel quale già fluisce una corrente continua.

14. Distorsione nella trasmissione di un suono complesso. — Nell'analisi del funzionamento del microfono e del ricevitore, abbiamo considerato la trasmissione di un suono sinusoidale puro.

Se adesso passiamo ad un suono complesso, possiamo pensare il risultato della trasmissione come la somma dei risultati che si otterrebbero trasmettendo simultaneamente le singole armoniche componenti.

Sia la pressione acustica dovuta al suono rappresentata dalla formula (5-3):

$$\Sigma A_n \operatorname{sen} n \omega t = A_1 \operatorname{sen} \omega t + A_2 \operatorname{sen} 2 \omega t + A_3 \operatorname{sen} 3 \omega t + \ldots \qquad (14\text{-}1)$$

Se non ci fosse distorsione il suono ricevuto sarebbe sempre della medesima forma; si avrebbe all'uscita del ricevitore una pressione acustica istantanea data da:

$$\Sigma B_n \operatorname{sen} n \omega t = B_1 \operatorname{sen} \omega t + B_2 \operatorname{sen} 2 \omega t + B_3 \operatorname{sen} 3 \omega t + \dots \qquad (14\text{-}2)$$

e le nuove ampiezze starebbero in rapporto fisso con le ampiezze originarie:

$$\frac{A_1}{B_1} = \frac{A_2}{B_2} = \frac{A_3}{B_3} = \frac{A_4}{B_4} = \dots \qquad (14\text{-}3)$$

che esprime la conservazione del timbro.

Invece ognuna delle componenti del suono verrà deformata nel senso studiato nei paragrafi precedenti; complessivamente il risultato del passaggio attraverso il microfono ed il ricevitore è la comparsa — per ciascun suono elementare — di armoniche di varia ampiezza, e la (14-2) pur conservando la forma generale di somma di termini sinusoidali di frequenza crescente, avrà coefficienti diversi:

$$\Sigma B'_n \operatorname{sen} n \omega t = B'_1 \operatorname{sen} \omega t + B'_2 \operatorname{sen} 2 \omega t + B'_3 \operatorname{sen} 3 \omega t + \dots$$

Le eguaglianze (14-3) divengono una serie di disuguaglianze:

$$\frac{A_1}{B'_1} \neq \frac{A_2}{B'_2} \neq \frac{A_3}{B'_3} \neq \dots \qquad (14\text{-}4)$$

Concludiamo che dopo la trasmissione la proporzionalità non sussiste più.

Si constata sperimentalmente che generalmente nelle disuguaglianze (14-4) i termini hanno la tendenza a crescere (secondo una legge, naturalmente, non uniforme) con l'indice, cioè con la frequenza delle armoniche. Si ha, cioè, il fatto che il sistema studiato « favorisce » le frequenze più elevate rispetto a quelle più basse (naturalmente, tanto varrebbe dire che « sfavorisce » le basse rispetto alle alte).

È dovuto a ciò il fatto ben noto che la voce ricevuta al telefono ha un timbro più o meno metallico, nell'insieme più *acuto* della voce all'origine. Per lo stesso motivo le voci femminili si prestano meglio ad essere trasmesse.

Si cerca di contrastare la cosa provocando empiricamente una alterazione complementare a quella naturale del sistema; uno dei modi è quello accennato parlando dei microfoni: una camera d'aria davanti alla membrana rinforza, per effetto di risonanza, i suoni bassi ed introduce la voluta distorsione compensativa.

15. Determinazione della « qualità » dei microfoni e dei ricevitori. — Per poter valutare la qualità più o meno buona degli organi fondamentali, occorre stabilirne alcune caratteristiche tipiche che siano facilmente misurabili.

Nelle macchine elettriche una caratteristica fondamentale è il *rendimento energetico*.

Nel nostro caso questa grandezza risulta poco adatta, specie perchè la misura ne sarebbe disagevole. Infatti abbiamo visto che le energie in gioco sono molto deboli e possono variare entro limiti assai ampi; il rendimento è assai piccolo, perchè la quasi totalità dell'energia si perde nella trasformazione e solo una piccola parte arriva all'orecchio.

Possiamo calcolare l'ordine di grandezza di tale rendimento. La potenza spesa al microfono è di due specie. Quella di alimentazione ha un valore intorno a $0{,}20 \div 0{,}40$ watt; la potenza sonora è normalmente di poche diecine di microwatt, quindi trascurabile rispetto alla prima.

La potenza utile ricavata al ricevitore è di un decimo $\div$ un centesimo di microwatt. Prima della trasformazione meccanico-acustica, abbiamo sulla membrana non più di una diecina di microwatt. Perciò il rapporto dell'energia ricavata a quella spesa (rendimento energetico complessivo microfono-ricevitore) è dell'ordine di 10^{-6}: solo un milionesimo dell'energia spesa si traduce nell'effetto utile finale.

È per questo motivo che si preferisce riferirsi ad altre caratteristiche più adatte, perchè aderenti alle condizioni di funzionamento del microfono e del ricevitore.

16. Efficacia. — Questa grandezza serve come misura della sensibilità. Essa non è troppo agevole da misurare per cui ci limiteremo a darne la definizione.

Dato un ricevitore si misuri, con determinate modalità, la *pressione acustica* (in dine/cm^2 o baria) [1] dinanzi alla membrana e la corrispondente *tensione* elettrica ai due terminali (in millivolt), usando una certa frequenza di misura (per es. quella di 800 Hz). Il rapporto fra la pressione ricavata ed i millivolt forniti, esprime l'*efficacia* del ricevitore.

In modo analogo si definisce efficacia di un microfono il rapporto fra la tensione (in millivolt) della componente alternativa misurata ai terminali del microfono, e la pressione acustica dell'onda sonora nell'immediata prossimità della membrana (in dine/cm^2), quando si adoperi un suono puro di frequenza data (800 Hz).

Tra le misure da eseguire la più delicata è quella della pressione acustica. Infatti lo strumento di misura altera inevitabilmente il campo sonoro, ed occorre procedere secondo metodi ben definiti affinchè i dati ottenuti siano paragonabili ed abbiano, quindi, un significato. È proprio a causa di queste difficoltà che correntemente non si eseguono sugli organi ordinari misure di efficacia. Si preferisce attenersi a dati ottenuti paragonando ad udito un organo ad altro di tipo analogo e di bontà conosciuta, e ciò ad onta della soggettività insita in tutte le misure che si basano sopra una stima e non sulle indicazioni strumentali.

A limitare il più possibile l'errore dovuto all'operatore vengono prescritte

---

[1] Nelle unità Giorgi in vis al m^2; 1 vis/m^2 = 10 baria = 10^{-5} bar; 1 bar = 0,9868 Atmosfere.

minuziosamente le modalità per eseguire il confronto. A ciò accenneremo nei prossimi paragrafi.

17. Misure telefoniche relative a campioni di riferimento. — Gli organi usati per riferimento sono microfoni e ricevitori di buona fabbricazione, e vengono chiamati « campioni ».

I campioni cosiddetti « primari » sono di costruzione particolarmente accurata e vengono conservati con tutte le precauzioni possibili onde garantirne l'immutabilità delle caratteristiche.

Secondo l'organizzazione internazionale esistente allo scoppio della guerra ed ora in via di riorganizzazione, i campioni primari di microfoni e ricevitori erano conservati nel laboratorio del C.C.I.F. (Comité Consultatif International Téléphonique), a Parigi (Sèvres). L'insieme del microfono (a condensatore, con adatta amplificazione) e ricevitore elettrodinamico, della necessaria alimentazione e dei vari organi ausiliari (resistenze variabili, chiavi di commutazione, ecc.) costituiva il « Sistema Fondamentale Europeo di Riferimento Telefonico (S.F.E.R.T.).

Esistevano inoltre altri due tipi di campioni primari: il S.E.T.A.C. (con microfono a carbone) ed il S.E.T.E.M. (con microfono elettromagnetico); entrambi erano tarati per confronto con lo S.F.E.R.T.

Per gli usi ordinari, infine, esistono « campioni di lavoro » che vengono periodicamente confrontati con uno dei campioni primari per assicurarne la taratura.

Ciò premesso ed anticipando una nozione che verrà meglio chiarita nella parte relativa allo studio della trasmissione telefonica, definiamo come misura « relativa » di una grandezza il rapporto dei valori che tale grandezza assume — in determinate ed uguali condizioni — in un organo sotto misura e nell'organo campione. Trattandosi del rapporto fra due grandezze fisiche simili, la misura relativa sarà un numero puro, privo di dimensioni (anche il rendimento, rapporto fra due energie, è un numero puro).

I rapporti che si trovano in pratica sono generalmente grandi; perciò si preferisce adoperare il logaritmo del rapporto stesso. E dato che i logaritmi comunemente usati sono di due specie: neperiani e decimali, si presenta la possibilità di misurare il rapporto in due modi diversi. È questione di pura convenzione l'adottare l'uno o l'altro sistema. Vengono stabilite le seguenti convenzioni:

a) Quando si impiegano i logaritmi neperiani (base $e = 2{,}71828...$).

Si abbia il rapporto fra due correnti o due tensioni od anche fra le radici quadrate di due energie o potenze; se il rapporto risulta uguale ad e, cioè se si ha:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{V_1}{V_2} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} = e$$

allora è anche:

$$\log_e \frac{I_1}{I_2} = \log_e \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{2} \log_e \frac{P_1}{P_2} = 1 \qquad (17\text{-}1)$$

A questa unità si dà il nome di *neper*.

Si hanno *due* neper se:

$$\log_e \frac{I_1}{I_2} = \log_e \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{2} \log_e \frac{P_1}{P_2} = 2$$

cioè se il rapporto diretto è:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{V_1}{V_2} = e^2 \qquad \frac{P_1}{P_2} = e^4$$

e così via.

b) Quando si impiegano i logaritmi decimali (base 10).

Si abbia il rapporto fra due energie o potenze, ovvero il rapporto fra i quadrati di due correnti o tensioni; se questo rapporto risulta uguale a 10, cioè se si ha:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{I_1^2}{I_2^2} = \frac{V_1^2}{V_2^2} = 10$$

allora dev'essere:

$$\log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 2 \log_{10} \frac{I_1}{I_2} = 2 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} = 1 \qquad (17\text{-}2)$$

A questa unità relativa si dà il nome di *bel*.

In pratica viene usato il *decibel*, decima parte del bel.

Si ha *un* decibel se risulta:

$$10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2} = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} = 1$$

cioè quando il rapporto diretto è:

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{1/10} \qquad \frac{I_1}{I_2} = \frac{V_1}{V_2} = 10^{1/20}$$

due decibel se:

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{2/10} \qquad \frac{I_1}{I_2} = \frac{V_1}{V_2} = 10^{1/10}$$

e così via.

Per passare dai neper ai decibel, in base alle soprariportate convenzioni risulta che basta moltiplicare per il numero 8,686 la grandezza espressa in neper.

Viceversa, avendo i decibel si trovano i neper moltiplicando per 0,1151.

Per la rapida conversione di una grandezza dall'una all'altra unità si può anche adoperare la tabella riportata nelle prime pagine del libro.

18. Esecuzione delle misure telefonometriche. — Nelle misure correnti non si dispone dei campioni primari. Si utilizzano i « campioni di lavoro » ottenuti, come si è detto, per confronto con quelli primari. È con questi campioni secondari che poi si esegue la prova telefonometrica nei laboratori telefonici.

Nelle misure telefonometriche il confronto viene fatto utilizzando l'orecchio come strumento comparatore e la voce umana come sorgente dell'energia di misura. E ciò appare logico, poichè si tratta di misurare la qualità di organi che devono servire per la trasmissione della parola.

Come strumento ausiliario si usa l'*attenuatore* o *linea artificiale*. Si tratta di un apparecchio a quattro morsetti, due d'entrata e due di uscita, costituito da alcune resistenze antinduttive opportunamente collegate fra di loro ed alle varie posizioni di un commutatore e tali da presentare un'impedenza costante all'entrata di 600 ohm non reattivi (vedi n° 256).

Le resistenze sono calcolate in modo che una tensione applicata ai morsetti di entrata dia luogo, ai morsetti d'uscita, ad una tensione ridotta nel rapporto di uno, due, ... *n* neper (o decibel), a seconda che il commutatore si trovi nella posizione *1*, *2*, ... *n*. Ciò posto vediamo come si eseguono le misure.

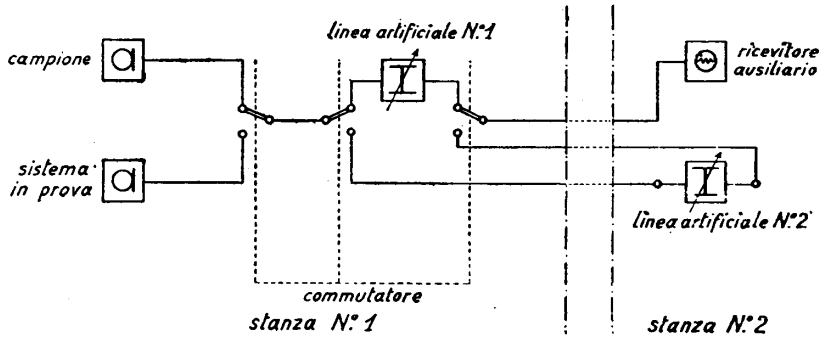


Fig. 16 – Misura dell'equivalente alla trasmissione.

19. Misura dell'equivalente di trasmissione. — Si realizza lo schema della fig. 16. Gli operatori sono due, collocati in due stanze acusticamente separate. L'operatore n° 1 pronuncia con volume di voce normale delle emissioni vocali (sillabe o « logatomi ») non aventi alcun nesso logico, ad una cadenza regolare. La linea artificiale n° 1 (attenuazione segreta) è messa in una certa posizione (almeno 2 neper affinchè alla ricezione si abbiano condizioni di volume prossime a quelle ordinarie).

Manovrando ogni tanto il commutatore l'operatore n° 1 trasmette ora con il microfono campione, ora con quello da provare. L'operatore n° 2 regola la linea artificiale n° 2 fino a che ritiene che il volume ricevuto si mantenga costante, cioè fino a che perde la percezione della variazione di volume con l'alternarsi dei due microfoni. Si dice che è allora raggiunto l'equilibrio, e si annota la differenza fra l'indicazione della prima linea artificiale e quella della seconda. L'operazione si ripete aumentando il valore, inizialmente inserito, della linea artificiale n° 1, de-

terminando anche questa volta il valore che occorre dare alla linea n° 2 per ottenere l'equilibrio, e facendo la differenza.

Poichè l'operatore n° 2 ignora la posizione della linea artificiale n° 1, la sua stima è indipendente da ogni apprezzamento soggettivo sulla qualità del microfono in prova. D'onde il nome del metodo di misura: *metodo dell'attenuazione segreta.*

La media dei valori di equilibrio ottenuti dopo un certo numero di operazioni è l'*equivalente relativo* del microfono sotto misura rispetto al campione adoperato (in neper o decibel).

L'equivalente si assume *positivo* se la qualità del microfono provato è *inferiore* a quella del campione, *negativo* in caso contrario. Ciò equivale a dire che si ottiene facendo la somma algebrica delle letture fatte sulle due linee artificiali e prendendo costantemente le letture sulla linea n° 1 col segno — e quelle sulla linea n° 2 col segno +.

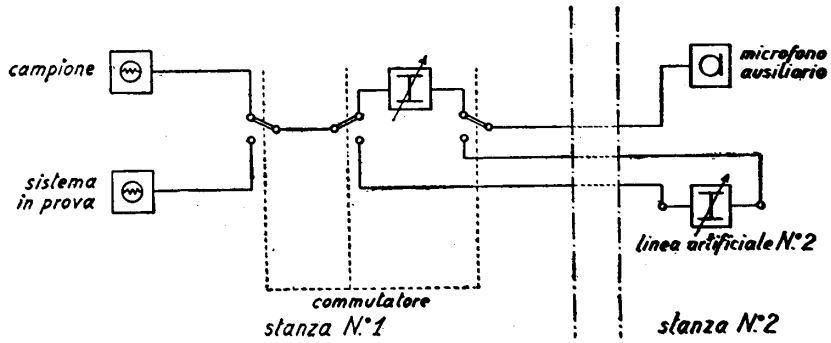


Fig. 17 – Misura dell'equivalente alla ricezione.

Se si conosce l'equivalente relativo del campione secondario adoperato rispetto allo S.F.E.R.T., la somma dei due equivalenti (quello trovato e quello del campione) dà il valore dell'*equivalente di riferimento* del microfono in esame.

Per misurare l'equivalente relativo e quello di riferimento di un *ricevitore*, si procede in modo analogo, secondo lo schema della fig. 17.

Questa volta è l'operatore n° 2 che pronuncia la serie di logatomi, dopo aver inserito un certo valore della linea artificiale n° 2 che diventa l'attenuazione segreta; il n° 1 regolerà l'attenuazione n° 1 fino ad eguagliare il volume percepito nel ricevitore campione ed in quello da provare. Si fa la differenza delle due attenuazioni e si ripete l'operazione un certo numero di volte. La media è l'*equivalente relativo.*

Come per il microfono, anche per il ricevitore si ottiene l'*equivalente di riferimento* sommando l'equivalente del campione rispetto allo S.F.E.R.T. con l'equivalente misurato.

20. Equivalente di trasmissione effettiva. — Le misure sopraesposte possono bastare ai fini pratici, ma sono lungi dal dare un indice completo di paragone fra due sistemi di trasmissione.

Per questo motivo gli studi tendenti a perfezionare i metodi telefonometrici di confronto non possono dirsi esauriti, e tuttora continuano da parte del C.C.I.F. e dei maggiori Enti telefonici mondiali.

Ciò che si vuole realizzare è un insieme di prove atte a caratterizzare il comportamento del sistema telefonico nel modo più completo possibile, e cioè tenendo conto della influenza di numerosi fattori, tutti capaci di alterare o modificare la trasmissione. Indichiamo fra essi: i fenomeni connessi alla trasmissione sulle linee (distorsioni di varia specie, ecc.); gli effetti disturbatori (rumori indotti, rumori di sala, effetto locale dovuto alla propria voce); le alterazioni di non linearità. Nel corso del nostro studio prenderemo conoscenza più completa di queste varie cause, che ora ci limitiamo a nominare soltanto.

21. Requisiti pratici e difetti più comuni dei microfoni e dei ricevitori — I microfoni ed i ricevitori a capsula devono essere di esecuzione stagna, perchè rapidamente si deteriorano se all'interno si formano depositi d'acqua di condensazione. Per questo motivo i coperchi delle capsule sono ribaditi e si possono aprire solo con speciali attrezzi.

Particolare importanza ha la qualità del carbone impiegato nelle membrane, elettrodi e polveri dei microfoni.

Il carbone purissimo si ottiene dalla cottura ad elevata temperatura, in crogiolo, di buone qualità di carbon fossile. Alla cottura seguono lavaggi a fondo e ricotture, fino a che il carbone risulta perfettamente puro e ridotto allo stato polverulento.

Le polveri si fabbricano in diverse qualità, contraddistinte dalla grossezza dei granuli. Questi devono essere di conformazione irregolare, tale da dare una sensazione aspra al tatto. Le membrane si ottengono alla pressa, comprimendo il carbone di grana finissima, che così si agglomera.

In modo analogo si fabbricano gli elettrodi di varia forma.

Nel montaggio dei microfoni occorre curare molto la perfetta pulizia. Gli ambienti di lavoro sono, a tale scopo, arieggiati attraverso filtri condizionatori, che eliminano la polvere e tolgono all'aria l'umidità eccessiva. Bastano infatti piccole tracce di impurità per fissare dentro al microfono il vapor acqueo e dar luogo a difetti di funzionamento.

I microfoni, riempiti di polvere nella quantità esatta, vengono chiusi; le prove si effettuano tenendoli, come già si è accennato, in posizione verticale, cioè nella posizione normale di funzionamento. Cambiando la posizione le caratteristiche elettriche variano in modo apprezzabile.

Le deficienze costruttive dei microfoni si manifestano, oltre che con una riduzione dell'efficacia e quindi con un aumento dell'equivalente di trasmissione, anche con irregolarità di funzionamento; caratteristico il « friggimento » cui dànno luogo i microfoni alimentati irrazionalmente (a tensione eccessiva) o montati con polvere di qualità inadatta. Questa irregolarità è provocata dalle scintille che si formano fra i granuli. Altro difetto comunemente riscontrabile è l'« intasamento », anch'esso dovuto alla qualità inadatta del carbone, per cui la polvere si ag-

glomera col tempo ed il funzionamento, provocando una progressiva riduzione dell'efficacia.

Nei ricevitori è di capitale importanza la qualità delle calamite, le quali in piccolo volume devono possedere grande forza coercitiva. Fino a qualche anno fa venivano fabbricate in acciaio al cobalto ed al tungsteno. La tecnica ha costantemente avuto di mira la riduzione dell'ingombro e del peso ed il simultaneo accrescimento delle qualità magnetiche delle calamite.

Lo scopo si può dire oggi raggiunto con gli acciai al nichel-alluminio (Al-Ni), particolarmente adatti per gli impieghi telefonici.

Per le espansioni polari e le membrane viene impiegato il ferro dolce o, meglio, il ferro-silicio.

La progressiva smagnetizzazione delle calamite è il principale difetto dei ricevitori. A ciò si pone rimedio provvedendo ad una periodica rimagnetizzazione.

RIFERIMENTI

Per le definizioni relative alle grandezze telefonometriche vedasi:

Libro Bianco del C.C.I.F., 1936 (Köbenhavn), pagg. 74 e segg., pagg. 289-306, pagg. 320 e segg.

Per l'esecuzione delle misure telefonometriche vedasi:

G. CORAZZINI, *Nozioni di telefonometria*, in « Rassegna delle Poste e telecomunicazioni », N. 5, maggio 1942, pagg. 153-166.

CAPITOLO III

ORGANI SUSSIDIARI DELL'APPARECCHIO TELEFONICO

I. Schema elementare dell'apparecchio.

22. Schema primitivo. — Vediamo come possano essere raggruppati il microfono ed il ricevitore per costituire un completo apparecchio trasmittente-ricevente.

Un primo schema — il più elementare possibile — è quello rappresentato in fig. 18. In esso il microfono, il ricevitore e la batteria di alimentazione microfonica sono collegati in serie; ai due morsetti esterni fanno capo i fili *a* e *b* della linea, che collega l'apparecchio ad un altro uguale.

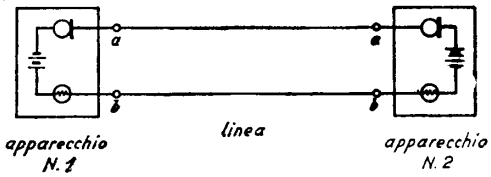


Fig. 18 – Schema primitivo della comunicazione telefonica.

In questa disposizione la corrente di batteria, che alimenta il microfono, si stabilisce sul circuito chiuso dei due apparecchi e della linea. Durante la conversazione la corrente continua si trasforma in corrente pulsante, e questa, traversando il ricevitore dell'altro apparecchio, riproduce il suono. Analogamente avverrà per un suono incidente davanti al secondo microfono, e raccolto nel ricevitore del primo apparecchio.

In questo schema si possono rilevare i seguenti inconvenienti, che lo rendono sconsigliabile ad onta della estrema semplicità:

a) la corrente di alimentazione percorre in serie i microfoni, la linea ed i due ricevitori. La corrente lungo la linea (di determinata resistenza, tanto maggiore quanto più grande è la distanza dei due apparecchi) dà luogo ad una perdita di energia, per effetto Joule, proporzionale alla resistenza ed al quadrato della corrente stessa. Questa energia è perduta ai fini della trasmissione e viene inutilmente dissipata;

b) altrettanto dicasi per l'energia che si dissipa per la resistenza ohmica dei ricevitori. Qui, inoltre, se il verso della corrente continua è tale da creare nelle bobinette un flusso opposto a quello permanente, i due flussi si sottraggono e, per

quanto abbiamo visto al paragrafo 13, la riduzione del campo H_1 costante determina una diminuzione della sensibilità del ricevitore;

c) la maggiore o minore lunghezza di linea provoca una caduta di tensione diversa da caso a caso, perciò l'alimentazione dei microfoni è troppo influenzata dalla linea. È invece necessario che il funzionamento del microfono sia del tutto indipendente dalle caratteristiche del circuito esterno.

23. Schema con bobina. — A questi inconvenienti pone rimedio lo schema indicato in fig. 19.

Il microfono e la batteria sono collegati all'avvolgimento primario di un trasformatore, detto « bobina d'induzione » o semplicemente « bobina ».

Il ricevitore è collegato alla linea ed all'avvolgimento secondario della bobina.

La corrente di alimentazione circola così nel circuito « locale », e dato che si possono fissare a priori la resistenza del microfono e quella del primario, nonchè la f. e. m. della batteria, anche la corrente può essere stabilita nel valore più adatto per il funzionamento ottimo del microfono.

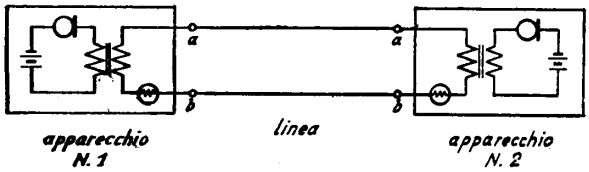


Fig. 19 – Schema di apparecchio con bobina.

Durante il funzionamento si ha nel circuito locale, una corrente pulsante che, nel traversare il primario della bobina, induce nel secondario una f. e. m. alternativa di andamento simile alla componente variabile della corrente pulsante.

Nel circuito formato dal secondario e ricevitore del 1° apparecchio, dalla linea, e dal ricevitore del secondo apparecchio, si ha perciò una corrente alternativa, e nel ricevitore si riproduce il suono. I ricevitori non sono percorsi da corrente continua e la loro efficacia rimane determinata solo dalla magnetizzazione della calamita.

L'adozione della bobina infine torna vantaggiosa perchè dando al rapporto di trasformazione (cioè al rapporto fra il numero di spire del primario e del secondario) un valore adatto si può ottenere nel secondario sopraelevazione della f. e. m. indotta. All'aumento della f. e. m. corrisponde una diminuzione della corrente circolante nella linea, d'onde una riduzione delle perdite e, in definitiva, un aumento del volume di suono al ricevitore.

24. Invio e ricevimento della chiamata. — Lo schema testè esaminato è completo dal punto di vista della conversazione vera e propria. Ma i due corrispondenti non sono sempre necessariamente presenti all'apparecchio e deve essere possibile segnalare da un posto all'altro il desiderio di iniziare la conversazione.

Lo schema deve pertanto essere completato da organi appositi, detti *organi di chiamata*, per la trasmissione ed il ricevimento del segnale di inizio, e lo schema viene modificato come è indicato nella fig. 20.

L'apparecchio è provvisto di un commutatore (indicato con *G* nello schema) il quale permette di collegare il circuito di linea attraverso gli organi di chiamata (che descriveremo dettagliatamente più oltre) oppure attraverso il secondario della bobina ed il ricevitore. Il commutatore, per la forma che comunemente gli viene data in alcuni tipi di apparecchi, si chiama anche *gancio commutatore* o semplicemente gancio.

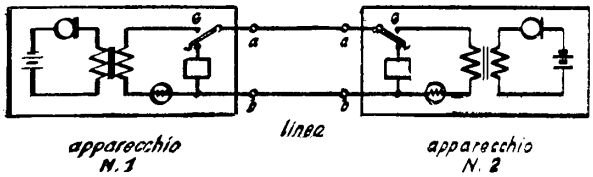


Fig. 20 – Schema con bobina ed organi di chiamata.

Nella posizione indicata in figura il gancio collega la linea agli organi di chiamata: è la posizione di attesa di una chiamata o di *riposo*.

Quando il gancio passa all'altra posizione, cioè viene distaccato dal contatto inferiore e portato a quello superiore, la linea viene collegata al secondario ed al ricevitore; in questa posizione può essere svolta la conversazione, e la posizione è appunto detta *di conversazione*.

Così completato, l'apparecchio telefonico è in grado di svolgere interamente il servizio. Gli organi sussidiari, necessari, come si è visto, per completare l'apparecchio sono, riassumendo, i seguenti:

la bobina;
gli organi di chiamata;
il gancio;
la batteria di alimentazione.

Descriveremo brevemente ciascuno di essi.

II. Descrizione degli organi sussidiari.

25. Bobina d'induzione (fig. 21). — È costituita da due avvolgimenti di filo isolato, posti attorno ad un nucleo di materiale ferromagnetico.

Il filo impiegato è di solito di rame smaltato od isolato in seta, del diametro di 1 o 2 decimi di mm. Il numero delle spire nel primario e nel secondario è in relazione al rapporto di trasformazione che si vuole realizzare; in pratica questo rapporto varia da 1/4 a 1/9 circa; le spire sono: nel primario 100÷500, nel secondario 2000÷6000.

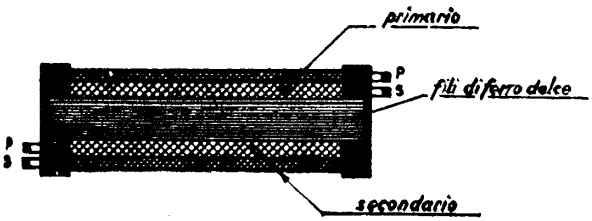


Fig. 21 – Bobina di induzione.

La resistenza del primario è di pochi ohm (0,5÷5); quella del secondario da qualche decina a 200÷300 ohm.

Il nucleo è costituito da fili di ferro dolce ossidato (per ridurre le perdite) od anche da ferro dolcissimo laminato ed incartato, da trasformatori.

La bobina è completata da due testate in materiale isolante (ebanite, bachelite, legno o cartone bachelizzato) le quali portano le pagliette terminali degli avvolgimenti.

26. Organi di chiamata. — L'organo per trasmettere la chiamata è il *generatore magneto-elettrico*; l'organo per riceverla è la *suoneria polarizzata*.

a) Il generatore è un piccolo alternatore, manovrato a mano, capace di fornire tensioni di qualche diecina di volt (50÷100 volt) alla frequenza di 10÷20 Hz.

L'induttore è costituito generalmente da tre (od anche quattro) calamite a ferro di cavallo, riunite da due sbarre (espansioni polari) affacciate verso l'interno e sagomate in modo che lo spazio fra di esse risulta di forma cilindrica. In questo

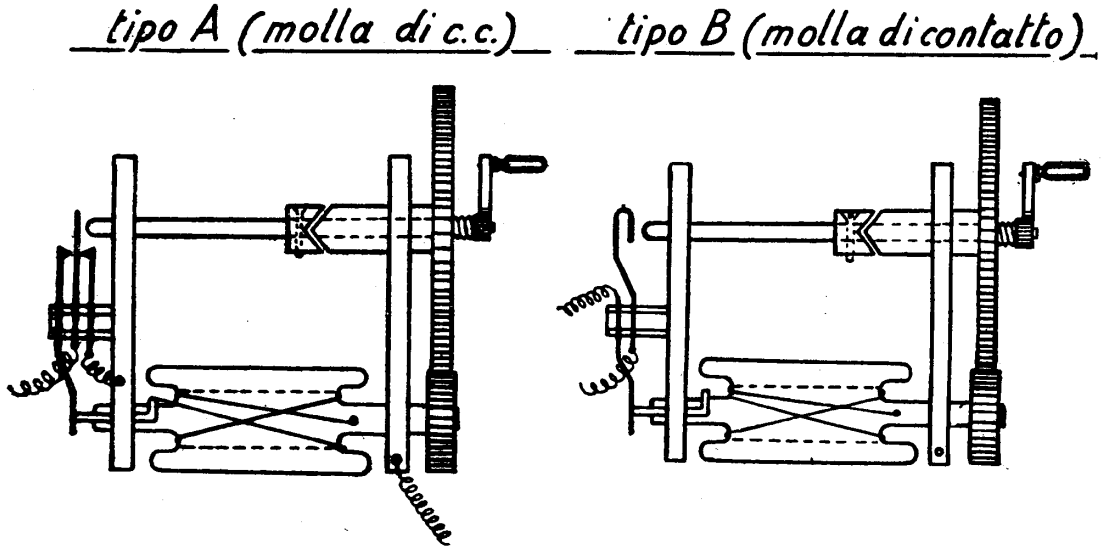


Fig. 22 – Generatore magneto-elettrico.

spazio è collocato l'indotto cilindrico (di ferro dolce) con due profonde scanalature longitudinali entro le quali è un avvolgimento di alcune migliaia di spire di filo sottile (rame da 0,15÷0,20 mm) smaltato o altrimenti isolato. La resistenza dell'avvolgimento risulta di circa 500 ohm.

L'indotto (fig. 22) è imperniato alle estremità, e solidale con una ruota dentata; una seconda ruota dentata, di maggiore diametro, ingrana con essa e viene fatta girare mediante una manovella. Il rapporto dei diametri delle due ruote dentate varia da 1 : 4 a 1 : 6, talchè, ruotando la manovella alla velocità di 2÷3 giri al secondo, l'indotto assume la velocità di 8÷18 giri, cui corrisponde una uguale frequenza della corrente indotta (durante un giro dell'indotto la corrente in ogni spira cambia segno due volte, ciò che corrisponde ad un periodo). Quanto più intenso è il campo prodotto dalle calamite, tanto maggiore è la tensione prodotta.

I generatori erano fino a qualche anno fa dotati di pesanti calamite di acciaio (al cobalto o tungsteno): ogni calamita pesava circa 400 g, cioè l'induttore pesava da solo più di 1200 g. L'intero generatore raramente pesava meno di 2 kg. L'impiego degli acciai Al-Ni ha permesso di ottenere calamite di grande potenza e dimensioni e peso notevolmente ridotti. A parità di tensione prodotta, con numero uguale di giri della manovella, i generatori moderni pesano meno della metà e hanno un ingombro della quarta parte.

I generatori sono completati da un gruppetto di molle di scambio azionate dal movimento stesso della manovella. Questa, a tale scopo, porta un cilindretto cavo, terminato con due tagli inclinati a mò di cuneo. Contro questo cuneo si impegna esattamente l'incavo ricavato nella testa — di uguali dimensioni — di una asticina, la quale vi è premuta a mezzo di una molla a spirale.

Durante la rotazione viene esercitata, attraverso i piani inclinati del cuneo, una forza che, vincendo quella della molla spirale, spinge in fuori l'asticina e provoca la commutazione delle molle. Vedremo, studiando gli schemi costruttivi degli apparecchi, lo scopo a cui servono queste molle. Per ora indichiamo che si hanno due tipi: in uno le molle, a riposo, cortocircuitano l'avvolgimento indotto; il cortocircuito viene tolto durante la rotazione (tipo *A* della fig. 22). Nell'altro tipo le molle sono aperte a riposo; durante la rotazione vengono chiuse, ed inseriscono l'indotto nel circuito di chiamata.

b) La suoneria polarizzata è un dispositivo che utilizza la corrente alternata a 10÷20 Hz ricavata dal generatore magnetico. Consta di due bobine avvolte intorno a nuclei di ferro dolce (fig. 23), fissati ad una calamita che li magnetizza permanentemente. Per ridurre al minimo i flussi dispersi la calamita è ripiegata a doppia squadra nella parte superiore ed inferiore; la squadretta superiore è fissata ai due nuclei, quella inferiore ne è tenuta un po' discosta, e nello spazio libero, che costituisce un traferro, è collocata una sbarretta di ferro, imperniata al centro e capace di oscillare molto vicino alle estremità dei due nuclei. Al centro di questa sbarretta (equipaggio mobile) è fissata un'asticina terminata con una palletta metallica (battaglio). Le oscillazioni dell'equipaggio mobile sono seguite dal battaglio, il quale può spostarsi a sinistra ed a destra, venendo in contatto con due timpani metallici (ferro, ottone od anche lega d'alluminio).

Gli avvolgimenti delle bobine, infine, sono connessi in serie, ed avvolti in modo da provocare, al passaggio di una corrente di direzione determinata, flussi di direzione opposta nei nuclei.

Supponiamo che una corrente alternativa, quale quella che attraverso una linea può essere inviata da un generatore magneto-elettrico, arrivi ai due capi esterni dell'avvolgimento in serie delle due bobine. Durante la semionda positiva nei due nuclei si stabilisce un flusso di direzione, come si è detto, contraria, flusso che si sovrappone a quello permanente dovuto alla calamita. In uno dei nuclei il flusso indotto e quello permanente risultano concomitanti e si sommano, provocando un aumento della forza attrattiva; nell'altro nucleo invece flusso indotto e flusso permanente risultano opposti, e sottraendosi dànno luogo ad una riduzione della forza attrattiva. Come risultato si ha che l'equipaggio mobile, il quale prima

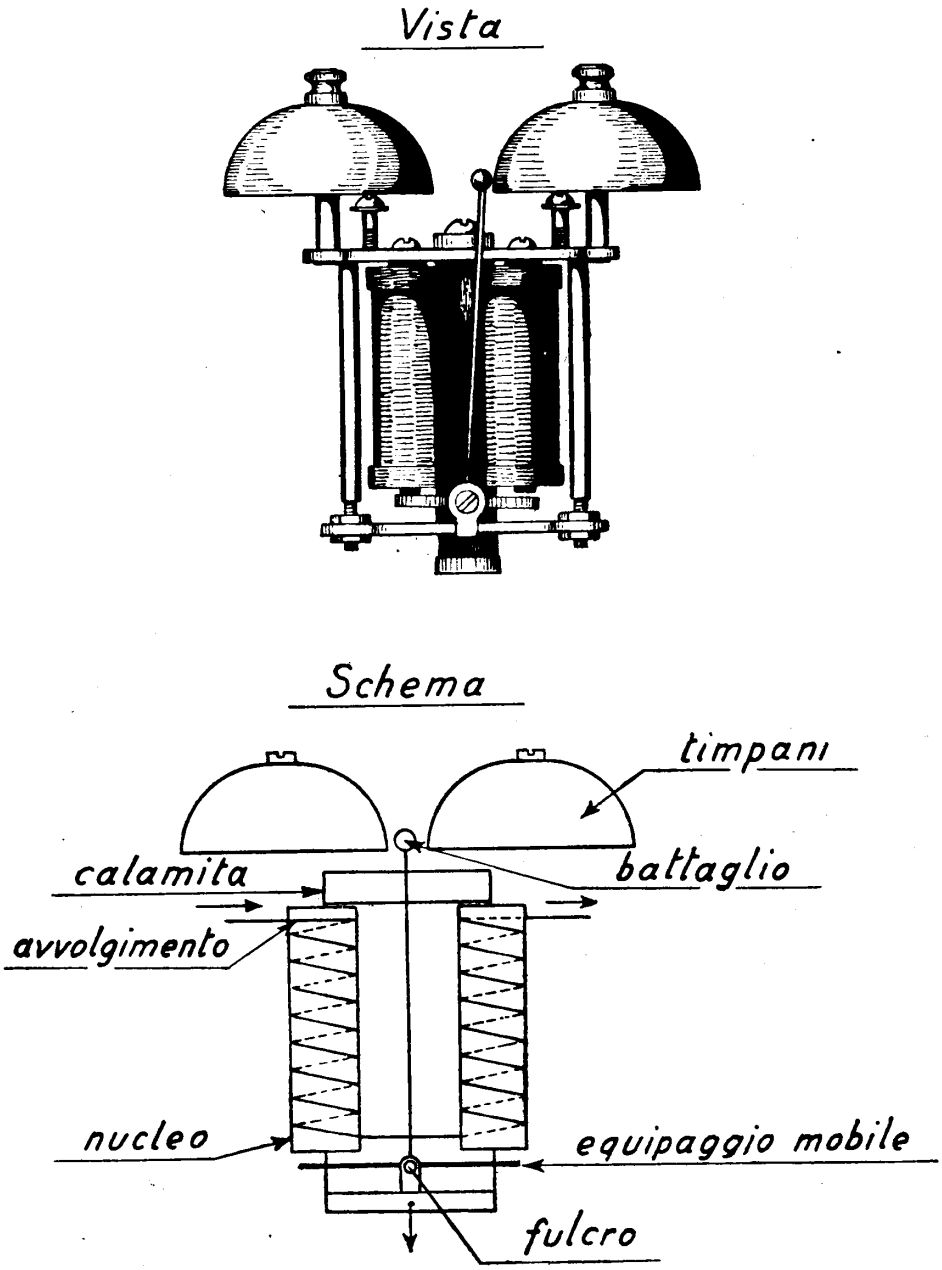


Fig. 23 – Suoneria polarizzata.

del passaggio della corrente era in equilibrio indifferente perchè la forza esercitata dalla calamita permanente era equilibrata sui due bracci della sbarretta, viene invece attratto più da un braccio che dall'altro, ed il battaglio viene spinto contro uno dei timpani.

Durante la semionda negativa, la corrente si inverte ed il flusso indotto nei nuclei cambia direzione. L'equilibrio dell'equipaggio mobile viene alterato in senso contrario, ed il battaglio portato contro l'altro timpano.

Ogni periodo della corrente corrisponde a due colpi contro i timpani, e se la corrente ha una frequenza di 10÷20 Hz, la suoneria, squilla a frequenza doppia, di 20÷40 colpi al secondo. Di solito i due timpani sono leggermente diversi per ottenere una differenza di tono. Lo squillo risulta così più gradevole e penetrante.

Per la suoneria può ripetersi quanto si disse a proposito del ricevitore: anche qui si utilizza un campo magnetico permanente, ed è facile dimostrare (come già abbiamo fatto per il ricevitore) che la sensibilità della suoneria può essere aumentata aumentando la potenza della calamita. Ciò torna utile per ottenere delle suonerie capaci di funzionare anche quando, a causa del cattivo stato di isolamento delle linee o della loro eccessiva lunghezza, la corrente di chiamata all'arrivo è molto debole.

Le suonerie comunemente usate sono sensibili a correnti fino a 5 milliampere circa. Il funzionamento normale si ha con correnti di 10÷20 milliampere.

La resistenza ohmica complessiva dei due avvolgimenti in serie delle bobine è, generalmente, di 1000 ohm.

27. Gancio commutatore e microtelefono (fig. 24). — Negli apparecchi meno recenti il gancio ha la forma di un gancio vero e proprio, al quale viene appeso — in posizione di riposo — il ricevitore; oppure prende, come in fig. 24, l'aspetto di una forchetta entro la quale il ricevitore trova alloggio.

All'interno dell'apparecchio la leva del gancio agisce su di un gruppetto di molle che, nelle due posizioni del gancio, realizzano la commutazione tra circuito

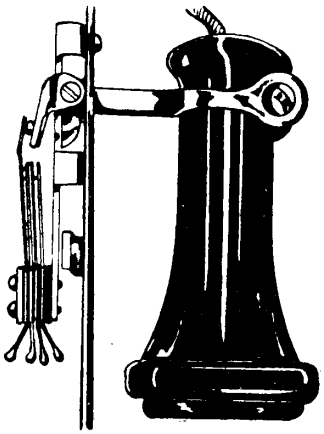


Fig. 24 - Gancio.

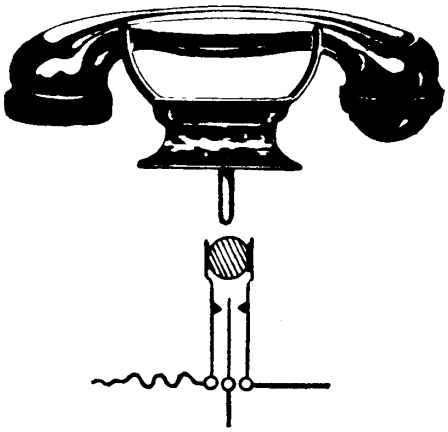


Fig. 25 - Forcella.

di chiamata (riposo) e circuito di conversazione. Le molle sono di alpacca, riunite in un pacchetto; fra esse sono interposti spessori di materiale isolante (cartone bachelizzato) ed il tutto è serrato da viti. Le estremità inferiori delle molle sono foggiate a paglietta per la saldatura dei collegamenti. I contatti sono, di solito, in materiale non ossidabile (leghe d'argento od acciaio inossidabile) per assicurare nel tempo un buon contatto.

Nelle costruzioni successive il gancio si è trasformato in una *forcella*, che sostiene il microtelefono (fig. 25).

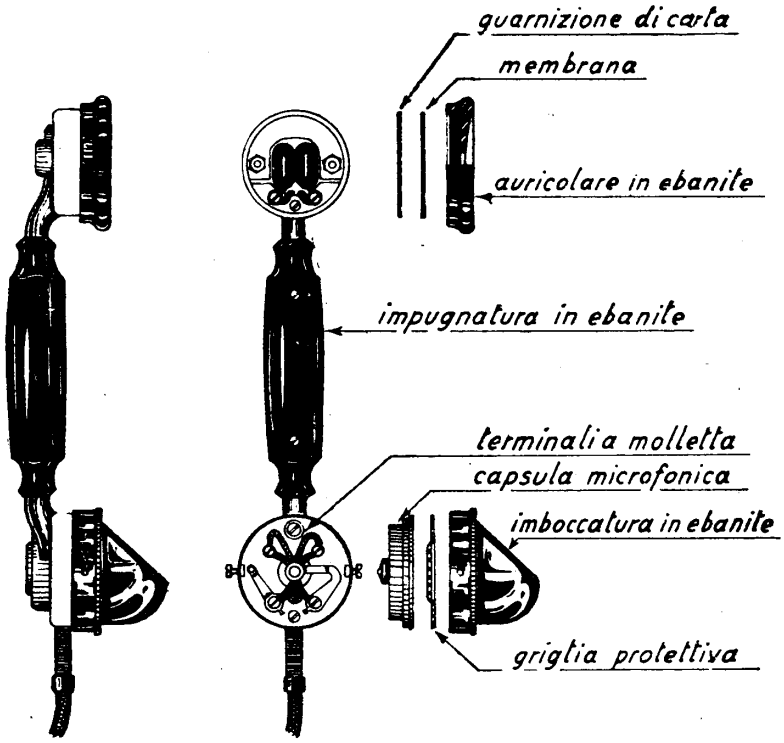


Fig. 26 – Microtelefono metallico.

L'impiego del microtelefono è un particolare costruttivo di uso generale negli apparecchi moderni e presenta notevoli vantaggi rispetto alla precedente disposizione (microfono fisso alla cassa dell'apparecchio, ricevitore mobile). Principali sono: la maggiore comodità nell'uso dell'apparecchio e la posizione fissa del microfono rispetto al ricevitore. La distanza fra i due organi (fissata in cm. 18) è quella ottima per lo svolgimento di una buona conversazione. Anche la sagoma del microtelefono è razionalmente studiata per renderne agevole l'impugnatura e comodo l'uso. In posizione normale il microfono risulta disposto verticalmente, come è prescritto per il suo migliore funzionamento.

I microtelefoni vennero prima realizzati in materiale metallico con sovrapposizione di materiali isolanti all'impugnatura (vedi per es. il microtelefono « Siti » in fig. 26). Attualmente i microtelefoni sono interamente di materiale stampato (bachelite) (fig. 27).

Ultimo non trascurabile vantaggio dei moderni microtelefoni è la facilità di ricambio dei ricevitori e microfoni (a capsula), perchè basta svitare l'auricolare e l'imboccatura per estrarre le capsule. Ciò risulta assai pratico per la manutenzione.

28. Batteria di alimentazione. — Nello schema di apparecchio esaminato (fig. 20), detto « a batteria locale », è prevista una batteria per il funzionamento del microfono.

Questa batteria, trova di solito alloggio in una cassetta sottostante all'apparecchio vero e proprio (tipi « a leggìo » od a « schienale »), ma viene anche collocata a parte, magari in altro locale, ed opportunamente collegata al microfono.

La tensione necessaria al funzionamento del microfono è in relazione alla sua resistenza interna. I microfoni per apparecchi a b. l. hanno una resistenza di 20÷40 ohm; la batteria perciò non supera, di solito, i 3 volt.

Si impiegano generalmente pile a secco; le pile a liquido ricambiabile sono totalmente andate in disuso.

Il tipo di pila è il « Leclanché », che ha un elettrodo positivo di carbone, circondato da polvere di biossido di manganese (depolarizzante) ed un elettrodo negativo di zinco. L'elettrolita è una soluzione di cloruro di ammonio, fissata con sostanze inerti (fecola, segatura e simili). Vengono anche largamente usate le pile a depolarizzante gassoso (aria) che, dato l'impiego saltuario, sono di lunga durata e dànno ottimo risultato.

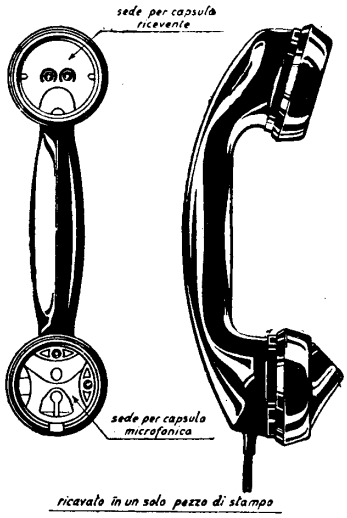


Fig. 27 – Microtelefono in bachelite.

La f. e. m. di ciascun elemento è di 1 volt circa. Si impiegano di regola 3 elementi in serie. La capacità degli elementi normali è di 15 o 30 amperora. A funzionamento regolare la corrente continua di alimentazione si aggira sui 100 mA.

Vedremo in seguito che l'apparecchio a batteria locale, tutt'ora di largo impiego, è rimasto in uso nelle reti rurali, essendo stato soppiantato nelle reti urbane dal sistema a batteria centrale.

Su questo tipo di alimentazione ci intratterremo parlando delle centrali.

CAPITOLO IV

APPARECCHI TELEFONICI NORMALI

I. Generalità sugli apparecchi.

29. Classificazione degli apparecchi. — Nel precedente capitolo abbiamo visto come si arrivi, partendo dal più semplice raggruppamento del ricevitore e del microfono, all'apparecchio a *batteria locale.*

Le esigenze del servizio telefonico hanno gradatamente portato alla creazione di numerosi altri tipi di apparecchi. In questo capitolo esamineremo i cosiddetti « apparecchi principali », cioè quelli a servizio degli abbonati direttamente allacciati alla rete telefonica, rimandando ad altra parte l'esame dei tipi « speciali », destinati al servizio delle reti cosiddette « private », che risultano complicati da organi supplementari.

I vari tipi di apparecchi possono classificarsi in più modi, e cioè:

a) *In base al tipo di alimentazione microfonica:*

apparecchi ad alimentazione *locale,* detti a *batteria locale* (B. L.), dei quali già abbiamo fatto parola, ed

apparecchi ad alimentazione *centrale,* detti a *batteria centrale* (B. C.), impiegati nelle reti urbane ed alimentati da un impianto di accumulatori installato presso la centrale di commutazione.

b) *In base al tipo di commutazione:*

apparecchi per *servizio manuale,* che si impiegano nelle reti servite da una centrale manuale, ed

apparecchi per *servizio automatico.* Questi secondi si differenziano, come vedremo, dai primi per un organo ausiliario, il *disco combinatore.*

c) *In base alla forma esteriore:*

apparecchi *da tavolo,* costruiti per essere appoggiati su di un sostegno orizzontale;

apparecchi *da muro,* adatti per installazione fissa su parete, ed

apparecchi *portatili,* impiegati per la manutenzione delle linee e delle centrali, nonchè per usi bellici.

d) *In base all'impiego*:

apparecchi *normali* o *principali*, ed

apparecchi *speciali* (per gli impianti interni speciali cui si è accennato).

e) *In base al sistema di pagamento*:

apparecchi d'*abbonato* (cioè tutti quelli di uso libero in base ad un contratto che prevede il pagamento di un canone annuale o trimestrale, a forfait o con pagamento a conteggio) ed

apparecchi a *prepagamento*, predisposti per funzionare previo pagamento di volta in volta della tariffa per una conversazione, ed a tale scopo dotati di organi sussidiari, fra cui una cassetta per la raccolta dei gettoni o monete.

Ciascun tipo di apparecchio può partecipare a più di uno dei caratteri stabiliti nella classificazione che precede. Per esempio un certo apparecchio sarà a B. C., per servizio con centrale automatica (apparecchio B. C. A.) e predisposto per servizio speciale con l'aggiunta di una chiave di commutazione, o di un tasto di richiamata.

Nei paragrafi seguenti esamineremo gli schemi dei principali tipi d'uso (limitandoci per ora, come si è detto, agli apparecchi principali) e ne rileveremo le più importanti caratteristiche.

II. Apparecchi a batteria locale.

30. Schemi di principio. — Abbiamo di massima visto quale è lo schema di principio di questo apparecchio.

La realizzazione pratica può presentare alcune differenze nel collegamento degli organi elementari; e precisamente si può avere l'apparecchio:

a) *A circuiti in derivazione* (fig. 28). — Viene così denominato perchè nella *posizione di conversazione* si chiude il circuito costituito da: linea (filo a), ricevitore, secondario della bobina, contatto del gancio, linea (filo *b*); mentre in *posizione di riposo* il gancio interrompe questo circuito ed inserisce tra i fili *a* e *b* il ramo degli organi di chiamata.

I due rami risultano, pertanto, in derivazione l'uno rispetto all'altro.

b) *A circuiti in serie* (fig. 29). — Trae il suo nome dal fatto che gli organi sono tutti in serie e cioè: linea (filo *a*), ricevitore, secondario bobina, fulcro del gancio, organi di chiamata, linea (filo *b*); le due posizioni del gancio provvedono a cortocircuitare, a mezzo di ponticelli, quella parte degli organi che non serve durante la fase di riposo o di conversazione.

Tanto uno schema che l'altro comprendono il circuito locale microfonico (microfono, batteria, primario della bobina), che viene chiuso da una speciale molla del gancio in posizione di conversazione, mentre è aperto a riposo. Ciò per evitare inutile consumo di energia nelle pause fra una comunicazione e la successiva.

Altra possibilità di differenziazione si ha nel collegamento degli organi di chiamata. E cioè:

si possono avere il generatore e la suoneria polarizzata *in serie* (come in fig. 30), ovvero

si possono collegare i due organi in parallelo (fig. 31).

Nell'un caso il generatore deve essere del tipo *con molla di corto circuito* (tipo A della fig. 22) affinchè solo durante il funzionamento (rotazione della manovella) possa venire inserito fra i due fili di linea, rimanendo altrimenti in corto circuito.

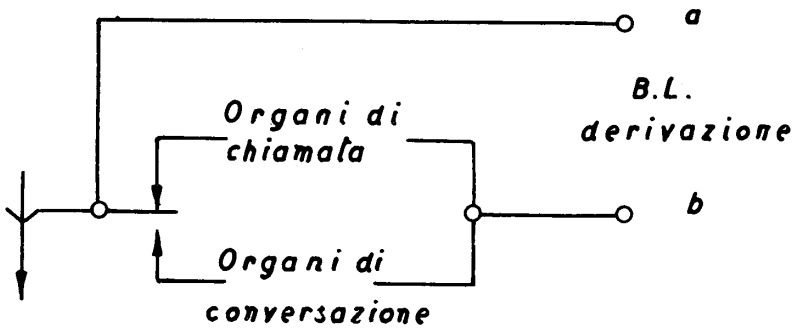


Fig. 28 – Schema B. L. con circuiti in derivazione.

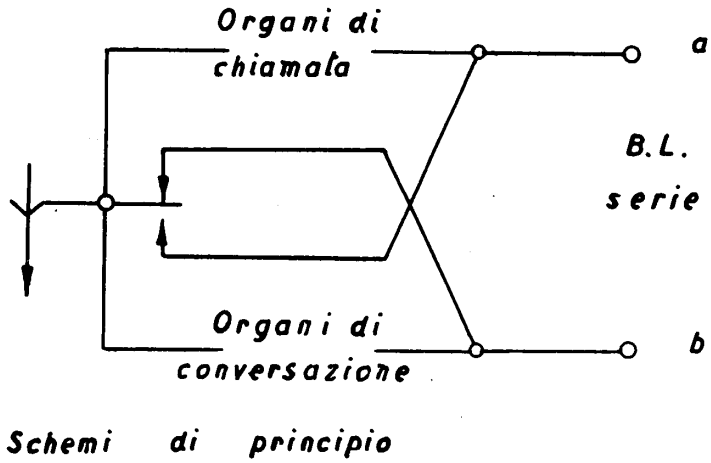


Fig. 29 – Schema B. L. con circuiti in serie.

Nell'altro deve essere del tipo *con molla di contatto* (tipo B della fig. 22) e la rotazione della manovella ne determina l'inserzione solo durante la rotazione. È escluso in tal modo dal circuito l'avvolgimento del generatore durante le fasi in cui esso

rappresenterebbe solo una resistenza passiva per le correnti di chiamata e di conversazione.

In conclusione, si hanno quattro possibili schemi per apparecchi a batteria locale, che risultano dalla combinazione delle figg. 28 e 29 con le figg. 30 e 31.

Nei disegni che a titolo di esempio illustriamo qui di seguito, si ritrovano tali tipi.

Naturalmente i diversi schemi presentano caratteristiche di funzionamento fondamentalmente uguali; tuttavia si possono prestare ad impiego diverso.

Il tipo in derivazione, con organi di chiamata in serie o derivazione, è quello più comunemente impiegato negli impianti di abbonato. Esso presenta requisiti di semplicità che si traducono in economia di collegamenti e riduzione di guasti.

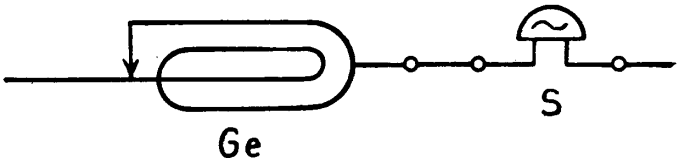


Fig. 30 – Schema degli organi di chiamata in serie.

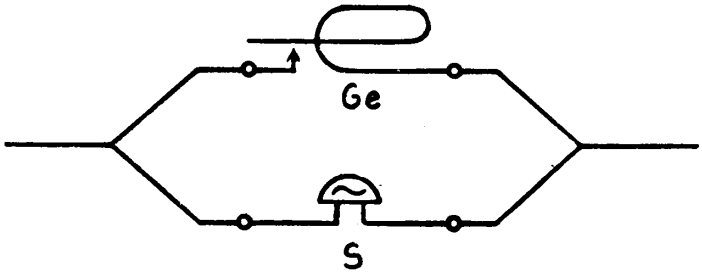


Fig. 31 – Schema degli organi di chiamata in derivazione.

Invece i tipi con organi di chiamata in serie, sono adatti per verificare lo stato di continuità delle linee. Infatti se la linea è interrotta, il circuito non si chiude e la suoneria propria non squilla; il contrario avviene quando la continuità esiste In altri termini, si ha, nel funzionamento della suoneria annessa all'apparecchio, la prova che la chiamata arriva a destinazione.

Per questo motivo tale schema è usato negli apparecchi portatili, di prova o campali.

31. Esempi di apparecchi a B. L.

a) *Apparecchio con circuiti in derivazione ed organi di chiamata in serie* (Kellogg da muro).

In fig. 32 è mostrato lo schema di principio; in fig. 33 lo schema topografico. Si notino i morsetti per l'inserzione di una suoneria sussidiaria (da collocare, per es., in altro locale lontano), e quelli per un secondo ricevitore.

L'apparecchio è in legno; gli organi sono contenuti in una cassetta chiusa davanti da uno sportello a cerniere che porta fissato il microfono. I raccordi dei conduttori venivano — un tempo — eseguiti attraverso le cerniere per facilità di apertura a scopi di manutenzione.

Le pile sono contenute dentro la cassetta posta sotto un leggìo e collocata nella parte inferiore dello schienale.

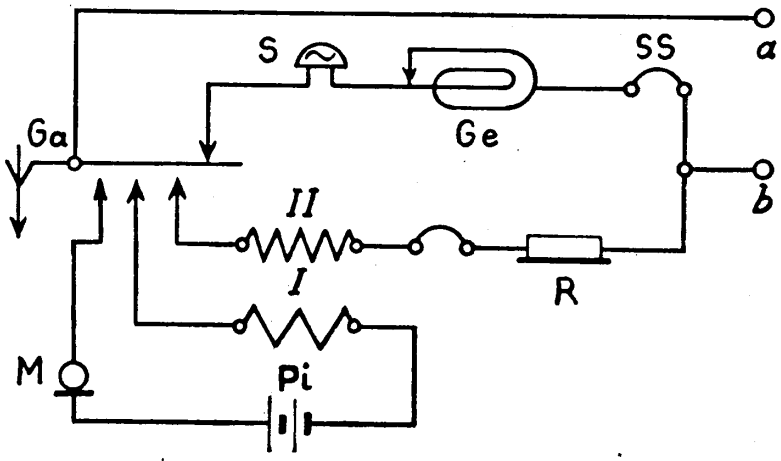


Fig. 32 – Apparecchio B. L. con circuiti in derivazione ed organi di chiamata in serie (schema di principio).

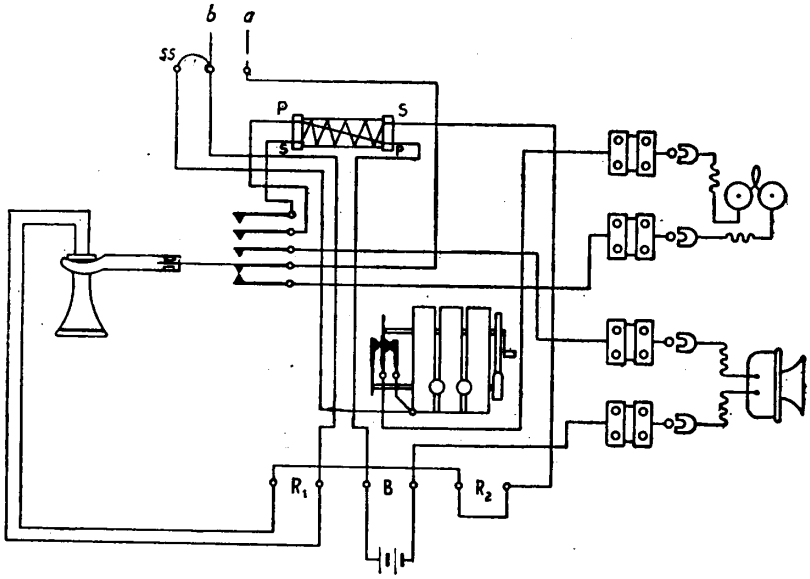


Fig. 33 – Apparecchio B. L. con circuiti in derivazione ed organi di chiamata in serie (schema topografico).

b) *Apparecchio con circuiti in serie ed organi di chiamata in serie* (Ericsson da muro).

Fig. 34: schema di principio; fig. 35 schema topografico.

Esteriormente l'apparecchio si presenta come il precedente.

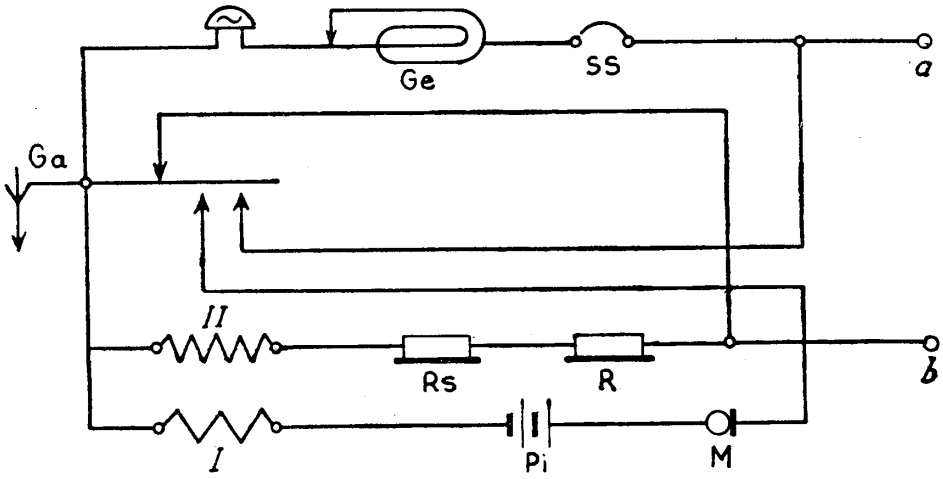


Fig. 34 - Apparecchio B. L. con circuiti in serie ed organi di chiamata in serie (schema di principio).

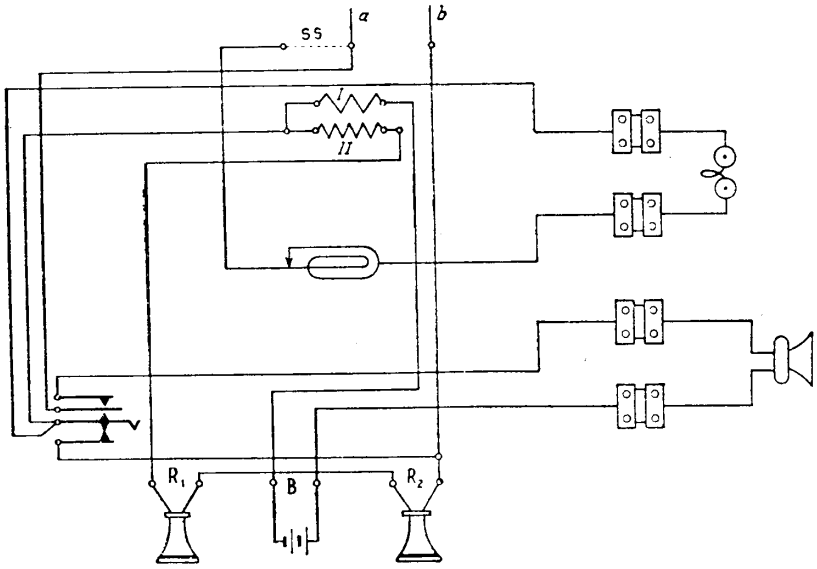


Fig. 35 - Apparecchio B. L. con circuiti in serie ed organi di chiamata in serie (schema topografico).

c) *Apparecchio con circuiti in derivazione ed organi di chiamata in derivazione* (Western da muro).

Fig. 36: schema di principio; fig. 37 schema topografico.

Aspetto esteriore come il precedente.

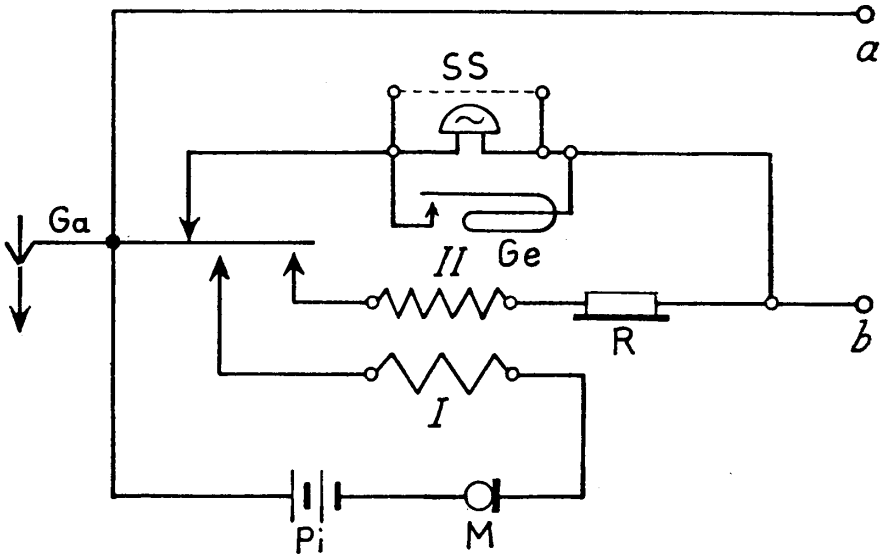


Fig. 36 – Apparecchio con circuiti in derivazione ed organi di chiamata in derivazione (schema di principio).

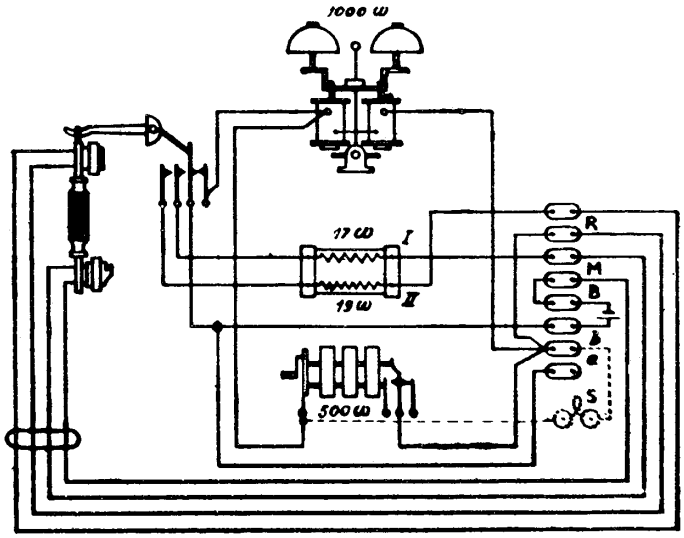


Fig. 37 – Apparecchio con circuiti in derivazione ed organi di chiamata in derivazione (schema topografico).

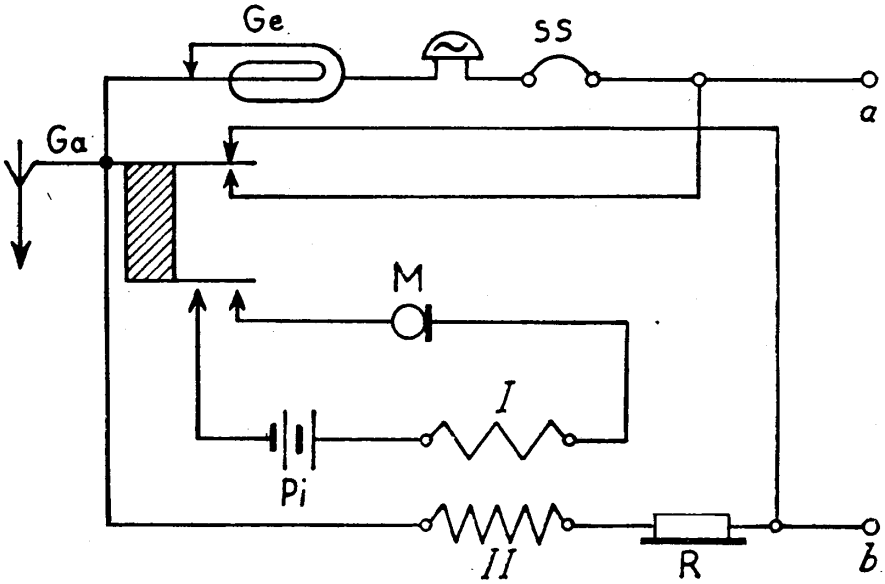


Fig. 38 – Apparecchio con circuiti in serie ed organi di chiamata in serie (schema di principio).

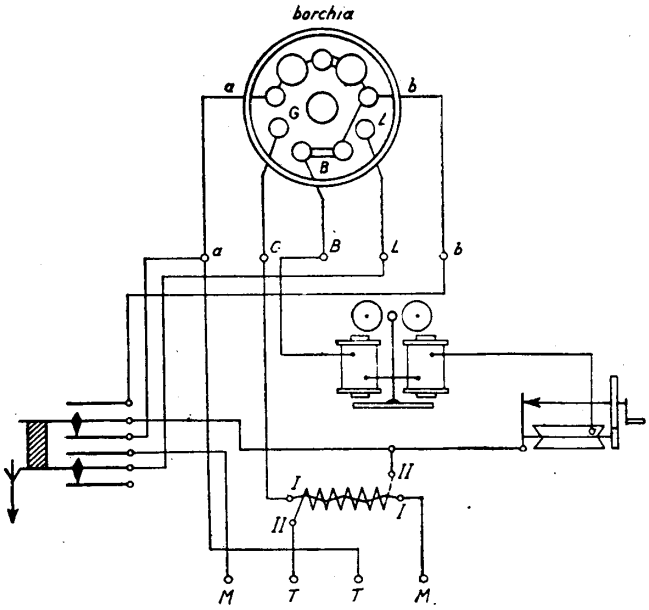


Fig. 39 – Apparecchio con circuiti in serie ed organi di chiamata in serie (schema topografico).

d) *Apparecchio con circuiti in serie ed organi di chiamata in derivazione* (Ericsson da tavolo).

Schemi in figg. 38 e 39.

Del tutto analogo, come schema, all'esempio del punto *b*). Si differenzia costruttivamente perchè l'apparecchio, dotato di microtelefono (i cui capi del cordone vengono allacciati ai morsetti *M-M* e *T-T*), è da tavolo. I capi del circuito che vanno alla linea ed alla batteria, escono in cordone dall'apparecchio e fanno capo ad una borchia a muro. Le pile sono a parte, e vengono raccordate alla borchia (morsetti *L* e *G*).

32. Schema « antilocale ». — Negli apparecchi sopradescritti si nota durante la conversazione, in misura maggiore o minore, il cosiddetto « effetto locale ». Questo fenomeno si manifesta con dei rumori fastidiosi nel ricevitore dell'apparecchio che

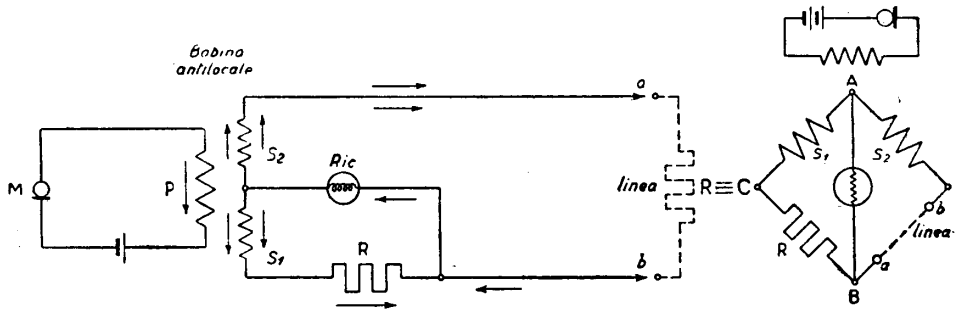


Fig. 40 – Schema antilocale a ponte di Wheatstone.

trasmette, causati dalla corrente microfonica dell'apparecchio stesso. Infatti si osservi in uno qualunque degli schemi che la corrente variabile nel circuito di conversazione, causata dalla d. d. p. ai capi del secondario della bobina, non solo circola sulla linea (e quindi perviene all'apparecchio lontano) ma traversa anche il proprio ricevitore. Chi parla sente così la propria voce nel ricevitore, nonchè tutti i rumori dell'ambiente in cui l'apparecchio si trova (i cosiddetti « rumori di sala »). Questi ultimi arrivano all'orecchio anche quando non si parla, ma si sta ricevendo, col risultato di rendere più difficile la comprensione. Il disagio porta naturalmente ad aumentare il volume normale della voce, ma con ciò si peggiorano ulteriormente le cose.

Per questa ragione gli apparecchi moderni sono studiati in modo da eliminare od attenuare fortemente l'effetto locale. Lo scopo è raggiunto con uno schema nel quale le correnti microfoniche non traversino il ricevitore, il quale, peraltro, deve essere percorso dalle correnti utili in arrivo dall'altro apparecchio. La disposizione adottata è indicata nella fig. 40 e consiste nell'impiego di una bobina con l'avvolgimento secondario diviso in due metà. Il ricevitore è collegato con il punto di mezzo, in parallelo con una resistenza di valore appropriato (valore medio della resistenza di linea, intorno ai 500 ohm).

Questo schema può essere riportato facilmente ad un ponte di Wheatstone, e ciò ne spiega facilmente il funzionamento. Se la resistenza R è approssimativamente uguale a quella di linea, il ponte è equilibrato, e sulla diagonale del ricevitore non si ha corrente per una f. e. m. applicata (induttivamente) sull'altra diagonale. Il ponte invece è sbilanciato per le f. e. m. applicate sul lato che include la linea, per cui il ricevitore è traversato dalle correnti utili in arrivo. Si ha però una certa perdita di energia sul circuito della resistenza R, che risulta in parallelo con il ricevitore; perdita compensata dalle migliori condizioni di ascolto.

III. Apparecchi a batteria centrale.

33. Generalità sulle reti a batteria centrale. — Nelle reti che riuniscono in limitato spazio un certo numero di abbonati (e ciò si ha non appena, in un territorio urbano, gli abbonati superino qualche decina) risulta conveniente concentrare in una sorgente unica l'alimentazione di tutti gli apparecchi d'abbonato. Presso la centrale addetta al servizio di commutazione di un centro urbano si trova, quindi, una batteria di capacità adatta per il funzionamento degli abbonati ivi raccordati.

La convenienza appare evidente se si pensa che una batteria di accumulatori permette di utilizzare l'energia elettrica della rete di distribuzione, con un costo unitario assai minore del costo che corrisponderebbe all'impiego delle pile. Si aggiunga a questo la eliminazione delle spese per il ricambio delle batterie presso gli abbonati ed il minor numero di guasti conseguente dalla semplificazione dell'apparecchio telefonico, con vantaggio del servizio.

La batteria di accumulatori è di capacità adeguata (vedi al paragrafo 61: stazione di energia) e la tensione correntemente impiegata è di 24 o 48 volt.

L'impiego di una tensione 10 o più volte maggiore di quella impiegata nei sistemi a B. L., è motivato da ragioni di economia, perchè a parità di energia spesa per l'alimentazione microfonica, se aumenta la tensione diminuisce la corrente, e quindi diminuiscono le perdite per effetto joule lungo la linea di abbonato.

34. Schema di principio dell'apparecchio a B. C. — L'apparecchio a B. C. risulta notevolmente semplificato rispetto a quello a B. L.

Intanto manca la cassetta con le pile. In secondo luogo, si sfrutta la corrente di alimentazione proveniente dalla centrale anche ai fini della chiamata. A tale scopo la linea di abbonato è permanentemente collegata alla batteria di centrale, e quindi è sotto tensione. La corrente però non passa fin tanto che l'apparecchio rimane in posizione di riposo, perchè il circuito è interrotto dalla molla del gancio. Non si avrebbe infatti alcuna convenienza a far circolare corrente nella linea e nell'apparecchio durante i periodi di riposo: oltre al consumo inutile di energia, si avrebbe un invecchiamento del microfono assai più rapido.

Quando l'abbonato desidera parlare, non ha che da sollevare il microtelefono; a ciò corrisponde la commutazione delle molle del gancio e la chiusura del circuito di linea. La corrente che circola fra centrale ed apparecchio viene sfruttata per provocare il funzionamento di un segnale luminoso od acustico in centrale e ciò rende inutile la chiamata a mezzo del generatore magnetico.

Nello schema di principio di fig. 41 vediamo perciò l'apparecchio a B. C. ridotto ai minimi termini: non pile, non bobina, non generatore a manovella. Il circuito di linea nella fase di conversazione si chiude attraverso il gancio sul ricevitore ed il microfono; durante la fase di riposo, sulla suoneria.

È da osservare che il ramo della suoneria deve essere completato con un condensatore (di capacità abbastanza elevata, normalmente uno o due microfarad) che, mentre impedisce che si stabilisca corrente continua nel circuito, permette il passaggio della c. a. di chiamata, ed il funzionamento della suoneria per le chiamate in arrivo.

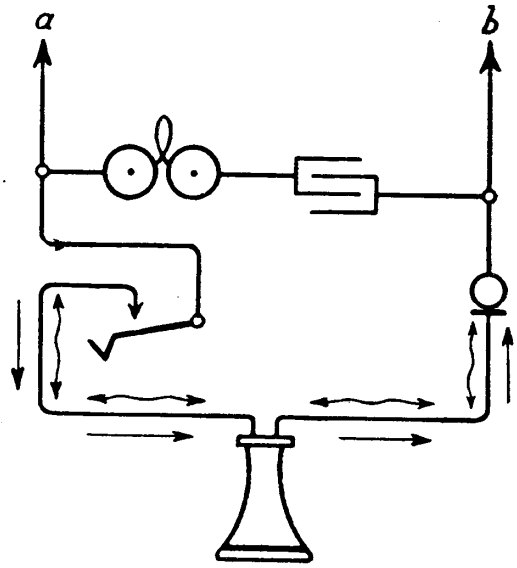


Fig. 41 – Schema di principio dell'apparecchio a B. C.

Questo schema di principio ha il difetto già osservato a proposito del più semplice tipo di apparecchio a B. L.: la corrente continua microfonica traversa il ricevitore, e ciò impedirebbe di adottare nel ricevitore stesso le calamite permanenti. Benchè non siano mancati esempi di apparecchi a B. C. provvisti di un ricevitore in cui il campo magnetico costante era ottenuto utilizzando la corrente continua, e quindi con i nuclei delle bobinette di ferro dolce, anzichè di materiale magnetico a forte magnetizzazione residua, tuttavia si tratta solo di tipi adatti per applicazioni speciali, per esempio, piccole reti autonome con linee di collegamento fra apparecchi e centrale di lunghezza molto limitata (come gli impianti d'albergo). Si noti, infatti, che il valore della corrente dipende non solo dalla resistenza del microfono e del ricevitore ma anche dalla resistenza di linea, talchè si verrebbe ad avere una sensibilità decrescente con la distanza dalla batteria. Ciò è incompatibile con le esigenze di un buon servizio. Negli apparecchi normali a B. C., pertanto, si è provveduto a separare il circuito microfonico da quello del ricevitore mediante una *bobina*, simile a quella impiegata negli apparecchi a B. L. È da notarsi che mentre in questi ultimi il circuito locale era costituito dal ramo microfonico, negli apparecchi a B. C. il circuito locale è quello del ricevitore. Ne derivano caratteristiche diverse per le bobine, in quanto delle funzioni multiple che la bobina ha nell'appa-

recchio a B. L. qui rimane soltanto quella di *separatrice*. Il rapporto di trasformazione è generalmente uguale o poco diverso dall'unità.

35. Esempi di apparecchi a B. C.

Apparecchio Siemens (fig. 42). — È derivato dallo schema di principio con l'aggiunta della bobina. Nella figura è indicato il percorso della corrente di alimentazione nel ramo contenente: gancio – primario della bobina – microfono, e quello della corrente a frequenza vocale anche nel ramo: ricevitore – secondario bobina, accoppiato al primo per mutua induzione.

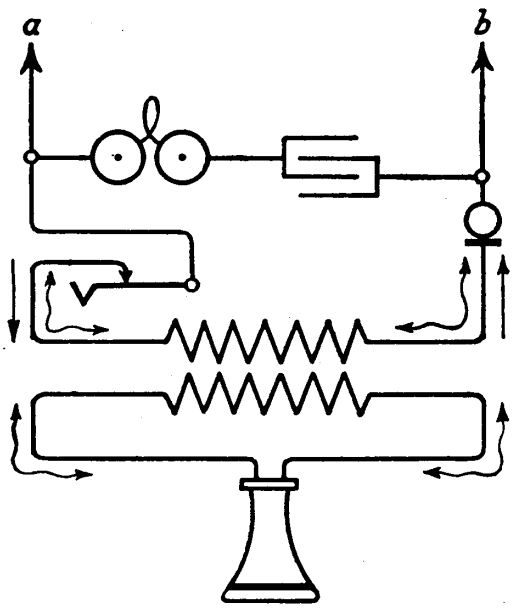


Fig. 42 – Schema apparecchio Siemens a B. C.

L'aspetto esterno di questo apparecchio, può essere duplice. Il tipo *da muro* è costituito da una scatola (un tempo metallica, più recentemente in materiale plastico stampato) contenente suoneria, condensatore, bobina e morsettiere di raccordo, e dal microtelefono staccato (collegato all'apparecchio mediante cordone a 4 conduttori); si ha un gancio laterale o, più modernamente — nei tipi in bachelite — la forcella soprastante la cassa dell'apparecchio.

Il tipo da tavolo, in bachelite, porta superiormente la forcella su cui viene appoggiato a riposo il microtelefono, ed all'interno tutti gli organi già enumerati sopra. Viene collegato alla linea mediante *borchia* fissata a muro e cordone di opportuna lunghezza.

Apparecchio Western (fig. 43). — Non differisce praticamente dal Siemens che per un diverso collegamento del circuito del ricevitore. Oltre all'accoppiamento induttivo con il circuito di linea, si ha passaggio diretto delle correnti vocali anche nel circuito: secondario bobina-ricevitore. Il passaggio alla corrente continua è interdetto dal condensatore. Per quanto si riferisce all'aspetto, i tipi di costruzione moderna (fabbricazione « Face ») seguono i concetti esposti per il Siemens, differendo solo per particolari non sostanziali.

Apparecchio Kellogg (fig. 44). — Si indica questo schema perchè differisce concettualmente dai due precedenti. Non si incontra ormai che in apparecchi di vecchia costruzione, ancora in servizio fino ad esaurimento.

Non contiene bobina, ma in parallelo con il ricevitore è posta un'impedenza (induttanza con nucleo di ferro). Il funzionamento è il seguente. A riposo vengono

collegati alla linea condensatore e suoneria in serie. Per la conversazione, la suoneria viene staccata e si chiudono due circuiti derivati fra i fili di linea: uno contenente microfono ed impedenza, che presenta facile passaggio alla c. c. e permette l'alimentazione, mentre ostacola fortemente le correnti a frequenza vocale; un secondo contenente microfono-ricevitore e condensatore, nel quale la c. c. non circola e si chiude il circuito per le correnti vocali. Il risultato è praticamente analogo a quello ottenuto con bobina negli apparecchi prima esaminati.

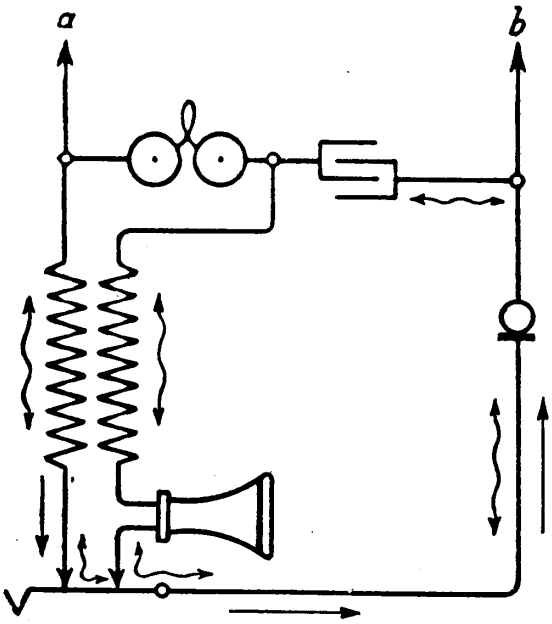


Fig. 43 – Schema apparecchio Western a B. C.

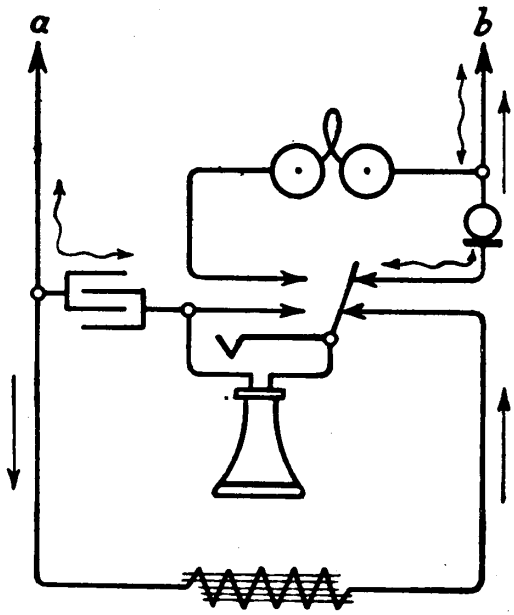


Fig. 44 – Schema apparecchio Kellogg a B. C.

IV. Apparecchi automatici.

36. Il disco combinatore. — Gli apparecchi visti finora sono impiegati in quelle reti, rurali od urbane, nelle quali la commutazione fra abbonati è eseguita manualmente, cioè nelle reti a « sistema manuale ». Nella parte dedicata alla commutazione vedremo in che cosa differiscono l'uno dall'altro i vari sistemi; basti qui dire che, mentre nella commutazione manuale, sia essa a B. L. o a B. C., l'abbonato chiamante annuncia a voce il numero con il quale desidera essere collegato, in quella automatica si serve di un organo speciale, detto appunto « disco combinatore » mediante il quale comunica alla centrale automatica, cifra dopo cifra, il numero desiderato.

L'apparecchio automatico differisce quindi da quello a B. C. soltanto per l'aggiunta di questo nuovo organo ausiliario.

Il combinatore è costituito dal *disco* vero e proprio, che appare all'esterno dell'apparecchio e da un meccanismo contenuto in una scatola metallica interna. L'invio del numero desiderato è ottenuto con l'interruzione della corrente continua di alimentazione (che, come sappiamo, circola nella linea e nell'apparecchio dopo il sollevamento del microtelefono), tante volte quante sono le unità che compongono ognuna delle cifre. Per es., se si vuole l'abbonato contraddistinto dal n. 057, si interrompe la corrente per dieci volte successive con un certo ritmo (cifra 0); poi dopo una breve pausa, per cinque volte (cifra 5); poi ancora per 7. Al momento non ci preoccupiamo di cosa corrisponda in centrale a queste interruzioni della corrente, ci basti sapere che esse devono essere eseguite con le seguenti modalità:

— la frequenza delle interruzioni (usualmente dette, non troppo rigorosamente, « impulsi ») deve essere ben determinata. È stato fissato per tale frequenza il valore di 10 impulsi per secondo (tolleranza tra 9 ed 11);

— la durata di ogni interruzione deve essere in una certa proporzione con la chiusura. Considerando un impulso completo come l'insieme della interruzione e della susseguente chiusura, ogni impulso deve durare, per quanto si è detto, un decimo di secondo. Questo tempo deve essere suddiviso tra interruzione e chiusura in un rapporto che varia da un sistema automatico all'altro, ma è ben stabilito per ciascuno di essi.

Per i principali sistemi (che conosceremo in seguito) si ha:

Siemens: apertura 1,6 volte la chiusura, con tolleranza fra 1,3 e 1,9.
Autelco: idem c. s.
Ericsson: apertura 1,5 volte la chisura con tolleranza fra 1,4 e 1,7.
Standard: apertura 2 volte la chiusura, con tolleranza fra 1,8 e 2,2.

Di conseguenza il disco combinatore deve essere costituito in modo da assicurare — entro le tolleranze sopra indicate — la regolarità degli impulsi, sia come frequenza che come durata relativa dell'apertura rispetto alla chiusura.

Il combinatore realizza tale compito mediante un meccanismo che, comandato dalla rotazione del disco, apre e chiude un contatto tra due molle (dette « degli impulsi ») posto in serie sul circuito di linea e normalmente chiuso durante le fasi di riposo e di conversazione. Per rendere la frequenza indipendente dalla volontà di chi manovra il combinatore, gli impulsi vengono eseguiti dal meccanismo durante la corsa di *ritorno* del disco, dopo che questo è stato ruotato (nel senso orario) di un certo angolo, corrispondente alla cifra che si desidera trasmettere alla centrale. Si comprenderà meglio il funzionamento con l'esame dei due tipi più comuni di combinatore.

a) *Tipo ad albero e camma.* — Il combinatore Siemens è di questo tipo (fabbricazione O.L.A.P.).

Con riferimento alla fig. 45 vediamo: il disco vero e proprio, costituito da una piastra (metallica o di bachelite) con 10 fori, capace di ruotare intorno ad un asse centrale. A ciascun foro corrisponde un numero, scritto a smalto, su una piastra retrostante, facente parte della parte fissa del meccanismo.

I fori sono posti ad una certa distanza regolare l'uno dall'altro; tale distanza è stabilita in modo che risulti un settore di 40°÷60° non forato.

Per *formare* una certa cifra si pone un dito nel foro contrassegnato con tale cifra e si fa ruotare il disco fino ad urtare col dito stesso contro un *arresto* metal-

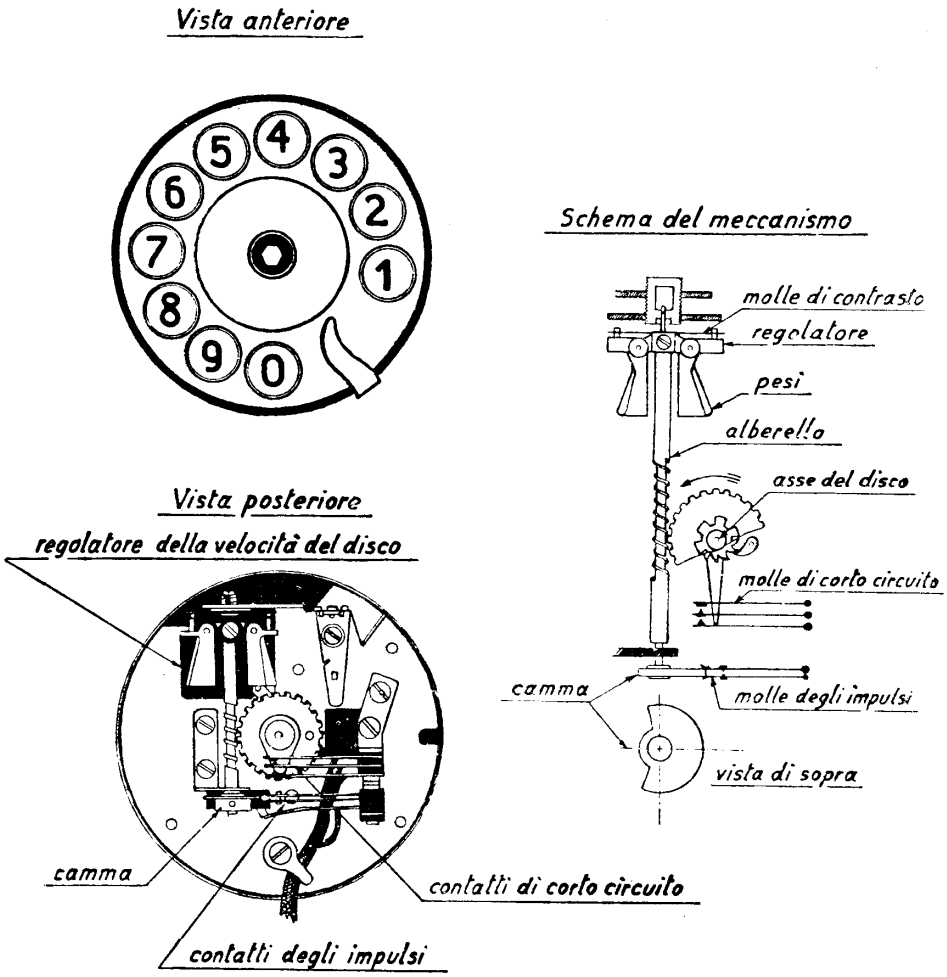


Fig. 45 – Disco combinatore Siemens.

lico, posto a destra in basso; poi si abbandona il disco. Durante la rotazione in avanti, viene caricata una molla, che, non appena il disco viene liberato, provoca la rotazione all'indietro ed il ritorno alla posizione di riposo. Un nottolino (rappresentato nella figura schematica di destra) si impegna durante il ritorno contro una rotella dentata, e trascinandola nel moto del disco, mette in rotazione attraverso

un ingranaggio elicoidale un alberello. Superiormente a questo si trova un piccolo regolatore centrifugo che mantiene costante la velocità di rotazione; inferiormente è disposta una *camma* di materiale isolante che, ad ogni giro, penetra fra le due *molle degli impulsi*, determinando l'apertura del contatto. Il rapporto fra ampiezza angolare del settore pieno ed ampiezza angolare del settore cavo della camma, determina l'esatta proporzione fra l'apertura e la chiusura; la velocità costante di rotazione fissa la frequenza nei limiti prescritti.

Il meccanismo è completato dalle *molle di corto circuito*, che un risalto fissato all'asse del disco tiene aperte a riposo; durante la rotazione il risalto viene spostato, e le molle vengono chiuse per tutta la durata del treno di impulsi costituente la cifra inviata. Vedremo negli schemi degli apparecchi B. C. A., la funzione di queste molle.

Per facilità di manutenzione il collegamento fra le molle del disco e gli altri organi dell'apparecchio è eseguito a mezzo di un breve cordone isolato. Ciò permette la facile e rapida sostituzione di un disco guasto, la cui riparazione è bene venga eseguita da personale specializzato.

b) *Tipo a ruota dentata.* — Il disco Standard-Western (apparecchio di fabbricazione FACE) è di questo tipo (fig. 46).

Differisce dal disco precedentemente esaminato, oltre che per vari particolari costruttivi sui quali non ci dilunghiamo, principalmente per il sistema di formazione degli impulsi.

Alla rotazione in avanti del disco corrisponde anche qui il caricamento di una molla, che tende a riportare indietro il disco; la velocità del ritorno è mantenuta costante da un regolatore centrifugo, analogo al Siemens.

La piastra mobile (che consta del disco e del retrostante settore numerato) provoca la rotazione di una *ruota a denti* la quale urta contro il risalto di un *nottolino*, provvisto di un'appendice di materiale isolante.

Durante la rotazione di andata (vedi disegno a destra, in basso della fig. 46, che rappresenta la piastra fissa vista *posteriormente*, e nella quale, quindi, le rotazioni di andata della ruota a denti sono sinistrorse) il nottolino viene spinto da destra a sinistra, e quindi l'appendice viene spinta verso l'alto; durante la corsa di ritorno, i denti urtano contro il risalto e spingono l'appendice isolante dall'alto in basso contro la molla lunga del contatto degli impulsi. La durata dell'apertura è uguale alla corsa del dente contro il risalto del nottolino. Si hanno tanti impulsi quanti sono i denti passati al dilà del risalto durante la corsa di andata.

Entrambi i dischi sopradescritti presentano un certo spazio angolare fra la prima cifra — 1 — ed il dente d'arresto del dito. Il tempo che occorre per portare il primo foro in corrispondenza dell'arresto è quello minimo occorrente agli organi di centrale per il compimento automatico delle operazioni fra una cifra e la successiva.

Il corretto funzionamento dei dischi, molto importante per il buon andamento del servizio automatico, viene verificato registrando su di una strisciolina di carta cerata (con uno strumento simile ad una macchina ricevente per telegrafia « Morse », detto *impulsografo*) la corrente all'uscita del disco. Si ottiene un diagramma nel

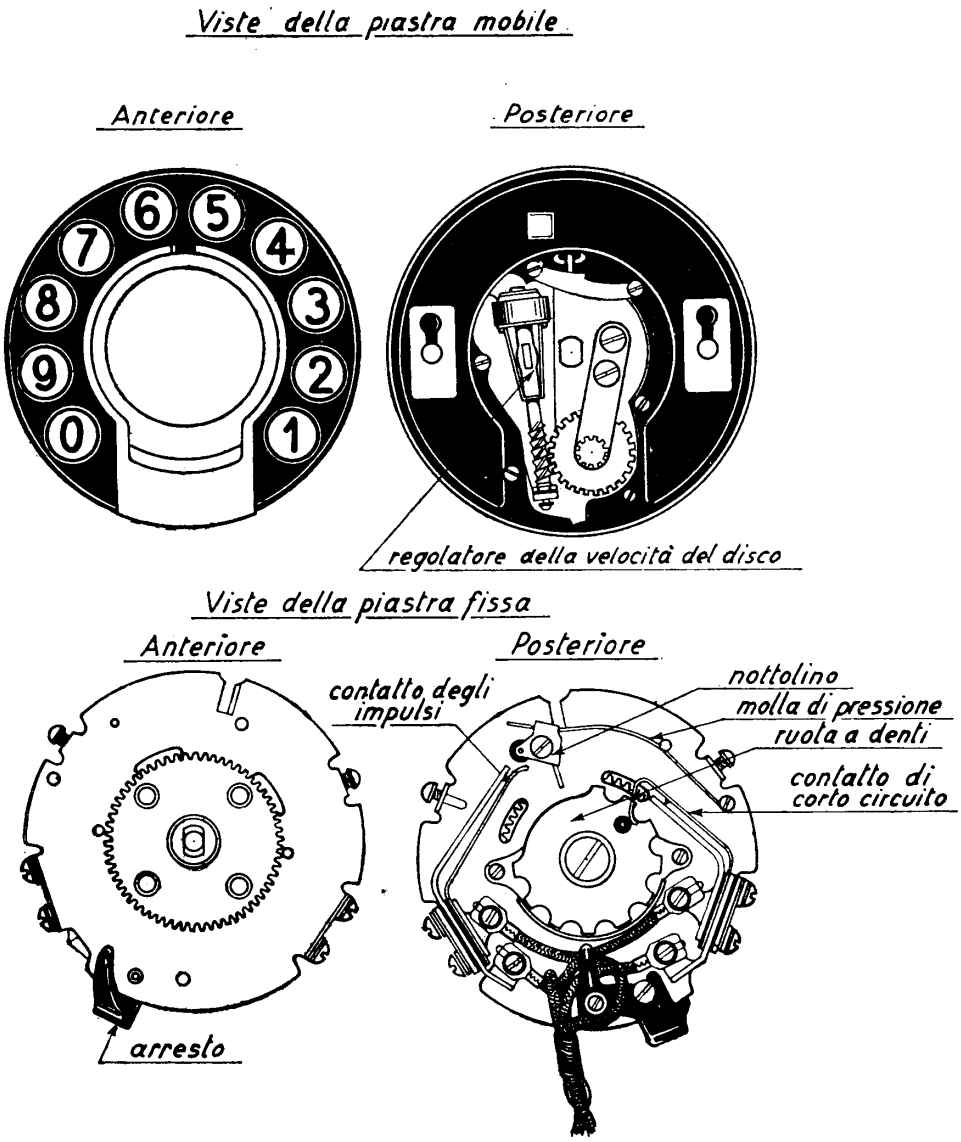


Fig. 46 – Disco combinatore Western-Standard.

quale si possono agevolmente misurare i tratti corrispondenti alle aperture ed alle chiusure del contatto degli impulsi e quindi verificare se il rapporto fra questi è compreso nei limiti obbligati per il tipo di centrale con il quale l'apparecchio deve funzionare.

La frequenza degli impulsi viene verificata con un frequenziometro a lamelle di tipo comune [1].

37. Schemi di apparecchi B. C. A. — Facciamo seguire alcune illustrazioni di schemi di apparecchi di uso corrente.

Apparecchio Siemens (fig. 47). — È ricavato dallo schema dell'apparecchio B. C. già esaminato, con l'aggiunta del disco combinatore. Inoltre è dotato di dispositivo antilocale (bobina a tre avvolgimenti) per il quale rimandiamo a quanto si è detto sugli apparecchi a B. L.

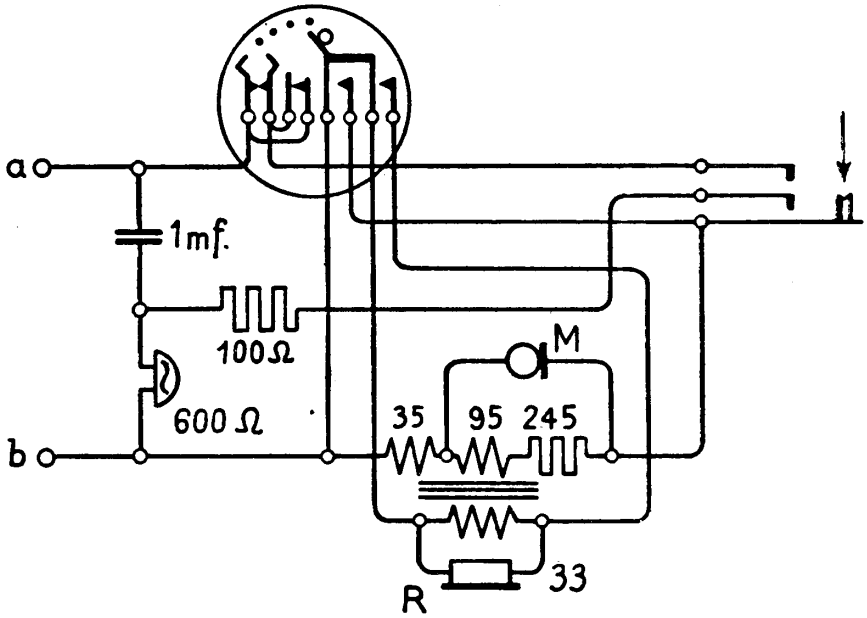


Fig. 47 – Apparecchio automatico Siemens (schema di principio).

Nello schema di principio sono indicati i valori delle varie resistenze. Si noti il contatto degli impulsi ed il contatto di corto circuito per gli ultimi tre impulsi ad esso associato ed i due contatti di corto circuito. Scopo di questi è di escludere tutti gli organi dell'apparecchio durante l'invio del treno di impulsi, per elevare la corrente in linea il più possibile e rendere più netti gli impulsi e più efficace il comando degli organi di centrale; inoltre, per evitare nel ricevitore il fastidioso

[1] Essendosi constatato in pratica che gli impulsi emessi dal disco alla fine della corsa di ritorno risultano, ad onta della regolazione, più lenti dei primi, a causa della minor tensione della molla di richiamo, si è aumentato il numero degli impulsi da 10 a 13; gli ultimi tre però non si utilizzano perchè subito dopo il 10° impulso agiscono delle molle di corto circuito, in parallelo a quelle degli impulsi, a mezzo di apposita camma

effetto dell'ascolto diretto degli impulsi. Si osservi ancora la resistenza di 100 Ω che, assieme al condensatore della suoneria, costituisce un circuito spegniscintille del contatto degli impulsi durante il funzionamento del disco.
i circuiti interni. Si osservi ancora la resistenza di 100 Ω che, assieme al condensatore della suoneria, costituisce un circuito spegniscintille del contatto degli impulsi durante il funzionamento del disco.

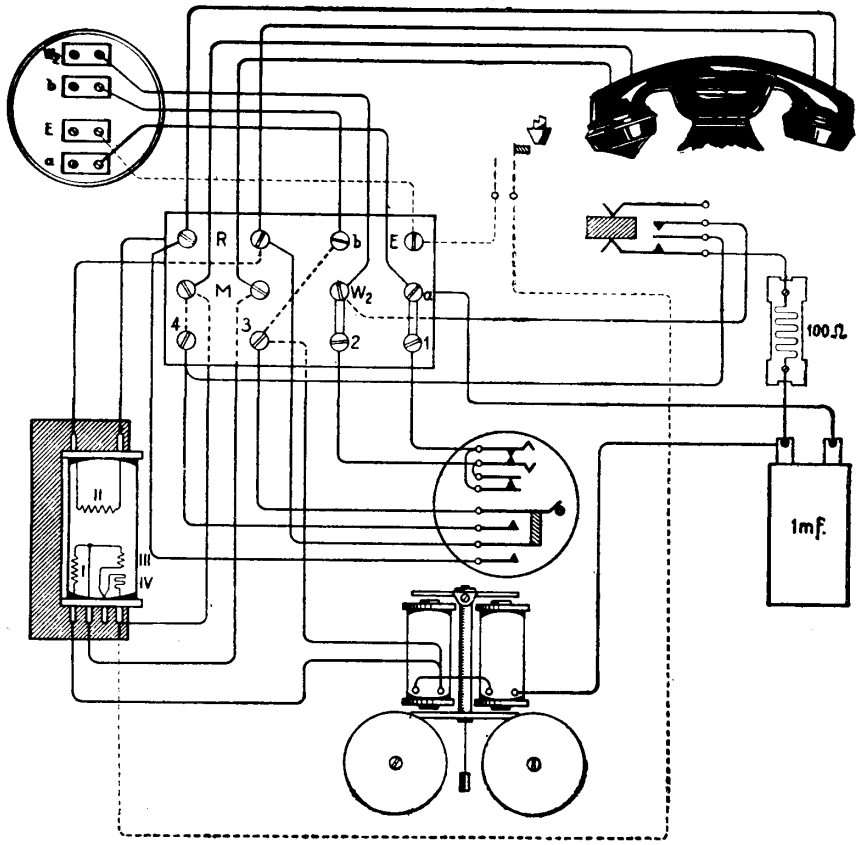
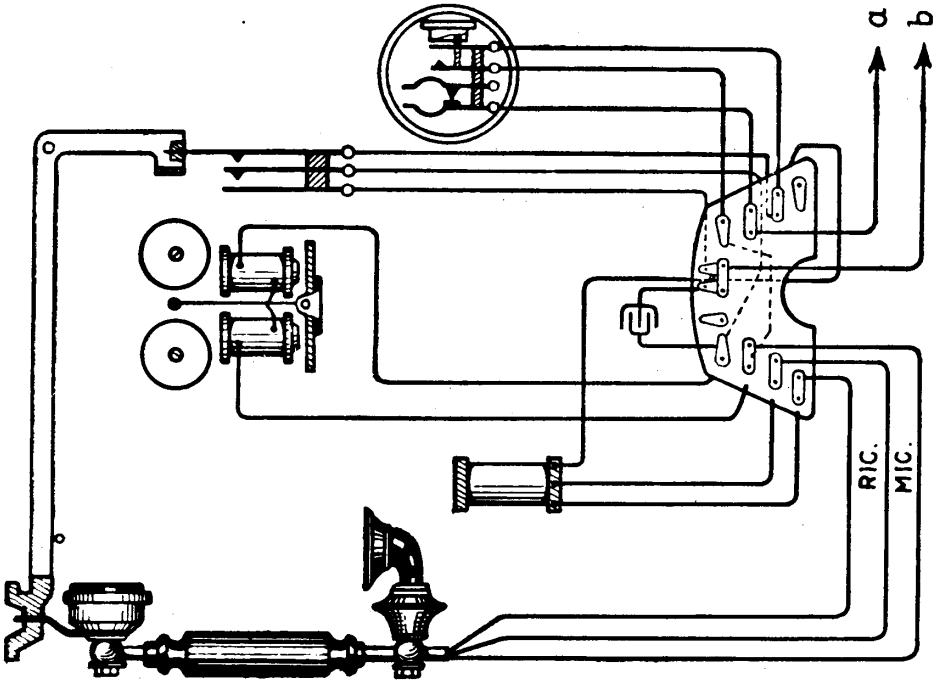


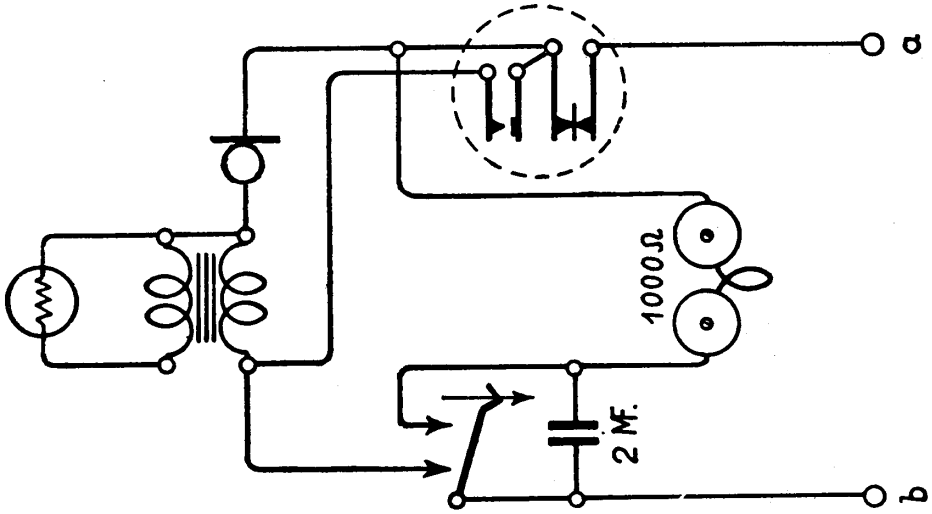
Fig. 47 – Apparecchio automatico Siemens (schema topografico).

Apparecchio Ericsson-Fatme (fig. 48). — Nessuna particolare osservazione allo schema, direttamente derivato dall'apparecchio a B. C. con l'aggiunta pura e semplice del disco.

Tanto il Siemens B. C. A., quanto l'Ericsson B. C. A. sono molto diffusi; differiscono nella costruzione per numerosi particolari, che mirano alla massima semplificazione delle operazioni di manutenzione e riparazione. I tipi moderni sono con cappa esterna e microtelefono interamente in materiale plastico stampato.



(Schema topografico)

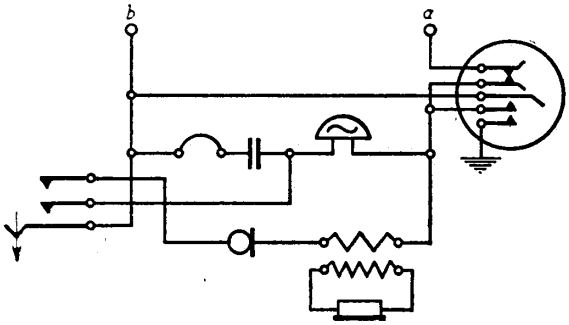


(Schema di principio)

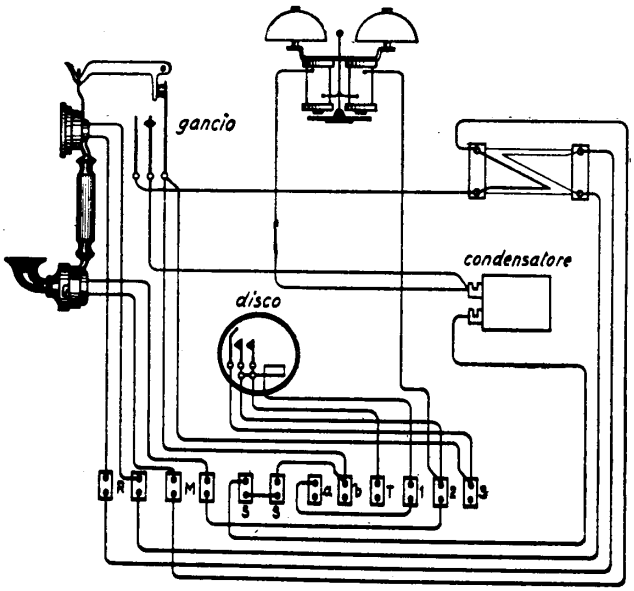
Fig. 48 – Apparecchio automatico Ericsson da muro.

Apparecchio Siti (fig. 49). — Molto diffuso ancora, non presenta speciali caratteristiche di schema che meritino una dettagliata illustrazione.

Ha ancora, generalmente, cappa in lamiera di ferro verniciata e microtelefono metallico.



(schema di principio)



(schema topografico)

Fig. 49 – Apparecchio automatico Siti da muro.

Tralasciamo la descrizione di altri tipi di apparecchi (Face, Autelco, Perego), perchè differiscono solo nei particolari costruttivi, di interesse secondario in questa sede.

Tabella delle caratteristiche elettriche di alcuni tipi di apparecchi telefonici a batteria locale.

TIPO	ORGANO ELEMENTARE	CARATTERISTICHE			
		Resistenza ohm	Numero spine	Tipo di conduttore	Diam. filo nudo mm.
Ericsson (tavolo)	ricevitore	2 × 75	2 × 850	Cu S.	0,09
	suoneria	2 × 150	2 × 3600	»	0,13
	bobina: p.	1,2	310	»	0,50
	» s.	80	2930	»	0,19
	generatore	500	3700	»	0,15
Kellogg (muro)	ricevitore	2 × 50	2 × 620	Cu S.	0,11
	suoneria	2 × 60	2 × 4000	Cu L.	9,28
	bobina: p.	1	340	Cu S.	0,55
	» s.	55	3150	»	0,25
	generatore	500	3680	»	0,15
Siemens (tavolo)	ricevitore	2 × 75	2 × 900	Cu S.	0,10
	suoneria	200	3600	»	0,12
	bobina: p.	0,8	300	»	0,50
	» s.	200	4000	»	0,15
	generatore	400	2900	»	0,13
Siti (tavolo)	ricevitore	2 × 75	2 × 900	Cu S.	0,10
	suoneria	2 × 150	2 × 2700	»	0,12
	bobina: p.	0,5	230	Cu S.S.	0,60
	» s.	50	1655	Cu S.	0,20
	generatore	500	3900	»	0,12
Stipel O.S.T./6 (tavolo)	ricevitore	2 × 75	2 × 900	Cu L.	0,09
	suoneria	2 × 150	2 × 4300	»	0,18
	bobina: p.	1,4	300	»	0,40
	» s.	28,5	1250	»	0,20
	generatore	500	3900	»	0,12

Nota: Cu = rame
S. = smaltato
S.S. = smaltato e rivestito in seta
L. = laccato

Tabella delle caratteristiche elettriche di alcuni tipi di apparecchi telefonici a batteria centrale automatici.

TIPO	ORGANO ELEMENTARE	CARATTERISTICHE				
		Resistenza ohm	Numero spire	Tipo dei conduttori	Diametro filo nudo	Capacità μF
Ericsson (tavolo)	ricevitore	2 × 75	2 × 850	Cu S.	0,09	—
	suoneria	2 × 500	2 × 8870	Cu L.	0,11	—
	bobina: p.	80	3010	»	0,18	—
	» s.	80	3010	»	0,18	—
	condensatore	—	—	—	—	2
Siemens (tavolo)	ricevitore	2 × 27	2 × 580	Cu L.	0,13	—
	suoneria	2 × 300	2 × 6600	»	0,13	—
	bobina: I	35	1500	»	0,18	—
	» II	33	1100	»	0,18	—
	» III	95	800	»	0,10	—
	» IV	200	bifilare	resistenza	0,10	—
	condensatore	—	—	—	—	2
Siti (tavolo)	ricevitore	2 × 75	2 × 900	Cu L.	0,10	—
	suoneria	2 × 500	2 × 6500	»	0,11	—
	bobina: s.	33	1250	»	0,20	—
	» p. I	29	1500	»	0,20	—
	» p. III	114	900	»	0,10	—
	» p. IV	246	bifilare	resistenza	0,10	—
	condensatore	—	—	—	—	1
Stipel O.S.T./3 (muro)	ricevitore	2 × 75	2 × 900	Cu L.	0,10	—
	suoneria	2 × 500	2 × 8500	»	0,12	—
	bobina: p.	22	1800	»	0,32	—
	» s.	23	1180	»	0,20	—
	condensatore	—	—	—	—	1

Nota: Cu = rame
S. = smaltato
L. = laccato

RIFERIMENTI

Per le prove sugli apparecchi telefonici vedasi la pubblicazione interna STIPEL:

Banco di prova e collaudo per apparecchiature telefoniche, Istruzioni per l'impiego a cura dell'Officina STIPEL, Torino (Ing. A. MONDARDINI).

CAPITOLO V

COMMUTAZIONE TELEFONICA MANUALE

I. Generalità sul servizio telefonico.

38. Servizio urbano manuale ed automatico. — Il telefono ha potuto dare e dà il suo inestimabile contributo alle comunicazioni rapide fra gli uomini, caratteristiche dei tempi moderni, in quanto ha raggiunto l'attuale vasta diffusione nel mondo. A tale diffusione corrisponde un'appropriata organizzazione.

In tutti i paesi il servizio telefonico è, direttamente od indirettamente (mediante concessione) gestito dallo Stato e ciò in conseguenza dell'importanza e delicatezza di questo pubblico servizio. L'esercente dell'impianto telefonico, sia esso lo Stato od una Società concessionaria, concede, con determinate modalità tariffarie, l'impianto di un *apparecchio telefonico* presso l'abitazione o l'ufficio od altro luogo intestato ad una determinata persona od Ente, che diviene così un *utente telefonico* od *abbonato*. L'abbonato presso il quale è stato installato un apparecchio telefonico viene *allacciato* alla *centrale telefonica* più vicina mediante una coppia di conduttori, che completano il circuito dell'apparecchio.

Possono darsi due casi:

1) l'abbonato si trova in un centro urbano; in questo caso viene collegato alla *centrale urbana* alla quale confluiscono tutti gli altri abbonati dello stesso centro;

2) l'abbonato si trova fuori di un centro urbano; viene allora collegato al centro più vicino mediante una linea che, se breve, si chiama *di estensione*; altrimenti prende il nome di *linea interurbana d'abbonato*.

Nell'ambito del centro urbano, tutti gli abbonati possono comunicare a due a due, in tutti i modi possibili, attraverso i collegamenti che di volta in volta, a richiesta degli abbonati stessi, vengono eseguiti in centrale.

La serie delle operazioni speciali che devono essere compiute in una centrale telefonica per realizzare questi collegamenti viene detta *commutazione*; gli apparecchi che permettono un facile e rapido svolgimento della commutazione si chiamano *commutatori* telefonici e possono essere di due tipi fondamentali: *commutatori manuali*, nei quali il servizio viene eseguito con l'intervento di personale specializzato, generalmente femminile, mediante operazioni manuali; *commutatori automatici*, che eseguono la commutazione senza altro intervento di persone che quello (a distanza)

dell'abbonato chiamante, a mezzo di speciali organi elettromeccanici. L'intervent del personale specializzato si limita in quest'ultimo caso alla sola manutenzione e riparazione degli organi.

39. Servizio interurbano. — Quando un utente desidera mettersi in comunicazione con un altro utente appartenente a rete urbana diversa dalla propria, la commutazione non può più avere luogo per il tramite della sola centrale urbana.

Il servizio interurbano è realizzato mediante *linee interurbane* che collegano i vari centri.

L'abbonato, sempre attraverso la propria centrale urbana, viene messo in comunicazione con la « centrale interurbana », cui fanno capo le linee che si irradiano verso gli altri centri vicini e lontani.

La centrale interurbana provvede alla commutazione delle linee interurbane. Questa commutazione viene generalmente eseguita a mezzo di *commutatori interurbani manuali*. Solo da qualche anno la tendenza all'automatizzazione ha portato ad estendere i concetti della commutazione automatica anche al servizio interurbano. Nazioni telefonicamente progredite (quali, in Europa, la Svizzera) possiedono già un completo sistema automatico, che permette ad un qualunque utente del territorio nazionale di raggiungerne un altro senza l'intervento di operazioni manuali, interamente attraverso il funzionamento di organi elettromeccanici da lui stesso comandati.

Le complicazioni tecniche del problema sono però tali che in Italia si è ancora lungi da questo limite ideale; si hanno zone limitate (quali la Lombardia e la Toscana) dove già la automatizzazione integrale è da anni un fatto compiuto; altrove il servizio interurbano è di tipo manuale.

Tengasi presente che in questa materia sono fondamentali le considerazioni economiche e che il costo degli impianti automatici ed il rilevante numero di linee occorrente per ottenere un servizio regolare, permettono l'automatizzazione interurbana solo nelle regioni a forte densità telefonica.

Per quanto si riferisce al numero delle linee si consideri che in una rete urbana gli abbonati sono addensati in un'area relativamente ristretta, per cui la lunghezza della linea d'abbonato non supera in media il chilometro. Il costo totale dell'impianto urbano automatico è quindi, grosso modo, bilanciato fra le spese di abbonato (linea più apparecchio) e le spese di centrale (quota parte delle spese di installazione del commutatore e degli organi ausiliari). Ne consegue la possibilità di dotare ogni abbonato di una linea propria e quindi di realizzare un servizio di commutazione *immediato*, cioè di allacciamento fra due abbonati con attesa praticamente nulla fra la richiesta e l'inizio della conversazione (a meno che il chiamante non sia già occupato). Gli organi di centrale vengono sfruttati al massimo nel tempo, onde ottenerne il maggiore rendimento; la linea di abbonato viene utilizzata soltanto durante le conversazioni singole, ed il suo rendimento nel tempo è assai basso: in media poche diecine di minuti primi nelle 24 ore.

Non così è per le linee interurbane, il cui costo cresce con la lunghezza, anche in relazione alle difficoltà tecniche (che impareremo a conoscere a suo tempo) che

si manifestano quando si vuole comunicare al di là di alcune diecine di chilometri, ed alle spese per gli impianti speciali necessari per vincere tali difficoltà.

Le linee interurbane, così costose, devono avere un rendimento il più alto possibile. Il servizio interurbano è pertanto un servizio *differito*: l'utente viene messo in nota, secondo un ordine di precedenza delle richieste sulla linea interurbana che lo interessa, e parla quando viene il suo turno. Le conversazioni si susseguono sulla linea una dopo l'altra con un minimo margine di tempo, necessario alle operazioni di servizio.

In poche parole: *il servizio urbano è tipicamente un servizio senza attesa; quello interurbano un servizio con attesa.* È da intendersi peraltro che non si va al di là di un determinato sfruttamento delle linee, per non allungare eccessivamente i tempi di attesa nelle ore di maggiore lavoro.

Tutto ciò premesso, apparirà chiaro il motivo principale per cui l'automatizzazione interurbana si presenta più difficile di quella urbana: perchè il servizio automatico è per sua natura un servizio senza attesa, ed il numero di linee interurbane necessario per realizzare un servizio senza attesa fra centri distanti è, nella massima parte dei casi, eccessivo dal punto di vista economico.

Nelle zone in concessione al gruppo STET (Piemonte, Lombardia, Tre Venezie ed Italia Medio-Orientale) è da tempo in attuazione un sistema [1] che unisce ad alcuni vantaggi del sistema automatico, quello di un limitato numero di linee interurbane, caratteristico del sistema manuale. Tale sistema denominato *semi-automatico* è molto indicato per le regioni a scarsa densità telefonica, e viene realizzato per lo sviluppo degli impianti telefonici nelle campagne (semi-automatizzazione rurale).

Per quanto la automatizzazione integrale interurbana sia ben lontana dall'essere attuata presso di noi, tuttavia la commutazione interurbana ha subìto notevoli perfezionamenti. Noi accenneremo nel seguito alle centrali interurbane manuali, del tipo più comune, e daremo qualche indicazione sui sistemi cosiddetti di « chiamata celere » che hanno lo scopo di abbreviare il tempo dedicato alle operazioni di servizio.

40. Classificazione delle linee e delle centrali interurbane. — Torna comodo riferirsi allo schema teorico di una rete interurbana indicato nella fig. 50.

Associata ad ogni centrale urbana (manuale od automatica) esiste, come abbiamo visto, una centrale interurbana; le due centrali (spesso ubicate in locali diversi del medesimo edificio) sono collegate da un numero sufficiente di *linee di giunzione.*

Generalmente non conviene riunire le centrali interurbane fra di loro, due a due, in tutti i modi possibili, con linee interurbane dirette. Per ragioni politiche, industriali e varie il traffico interurbano si incanala abitualmente secondo direzioni pressochè fisse. Tutte le centrali interurbane di reti limitrofe gravitanti intorno ad un centro di maggiore importanza, sono collegate mediante una o più linee in-

---

[1] Già esperimentato in altre regioni di Europa, specialmente in Francia.

terurbane ad *una centrale interurbana di distribuzione*, che funge da centro telefonico per l'insieme di alcune reti. Le linee che si diramano verso i centri minori, sono dette *linee interurbane terminali* e *centrali interurbane terminali* le centrali periferiche.

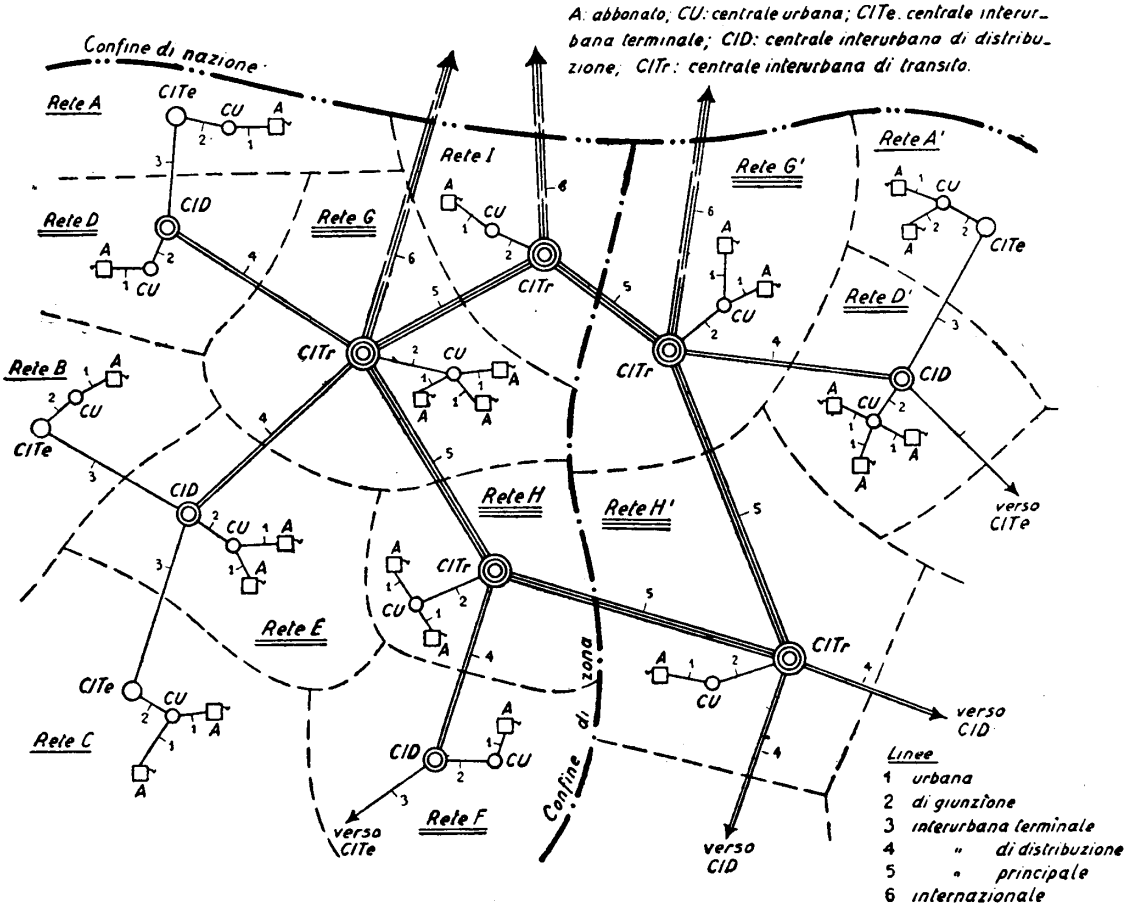


Fig. 50 – Schema di rete interurbana.

Dalle *centrali di distribuzione* si passa, quindi, alle *centrali interurbane di transito*, che sono i veri e propri «gangli» della rete interurbana. Qui confluiscono le *linee interurbane di distribuzione*, che provengono dai centri di una vasta zona, e si dipartono le *linee interurbane principali*, che collegano a due a due, in numero adeguato per ogni direzione, le centrali di transito, e prendono il nome di linee *interregionali*, *interzonali* od *internazionali*, a seconda che collegano centrali poste in regioni, zone di concessione o nazioni diverse.

Secondo l'organizzazione qui descritta il collegamento interurbano più complesso è realizzato dall'unione dei seguenti tronchi di linea:

linea urbana (dall'abbonato chiamante alla centrale urbana);

linea di giunzione (fra centrale urbana e centrale interurbana terminale);

linea interurbana terminale (fra centrale terminale e centrale di distribuzione);

linea interurbana di distribuzione (fra centrale di distribuzione e centrale di transito);

linea interurbana principale (fra due centrali di transito);

ed ancora: linea di distribuzione, terminale, di giunzione ed urbana, fino all'abbonato chiamato.

In ciascuna centrale i commutatori interurbani, manovrati dal personale di commutazione, provvedono a stabilire il collegamento fra i circuiti per il tempo necessario allo svolgimento della comunicazione.

41. Differenti sistemi di tariffazione. — I sistemi di tariffazione sono adattati al tipo di servizio, secondo quanto è descritto nei precedenti paragrafi. Per il servizio urbano vige in Italia la tariffa in abbonamento, di costo diverso a seconda che si tratti di centri con minor numero di abbonati o con numero maggiore, e di servizio manuale ovvero automatico. Tariffe diverse sono poi, in un centro, applicate alle varie categorie di utenti (privati, professionisti, pubblici esercizi e così via) in ragione del maggiore impiego che del telefono si presume faccia ciascuna di esse (1).

Le tariffe di abbonamento italiane non fissano nei centri minori un limite al numero delle conversazioni; nelle nazioni più progredite e con maggiore traffico, le condizioni di abbonamento stabiliscono un numero massimo di comunicazioni giornaliere, mensili od annuali, per ciascuna categoria, ed ogni conversazione in più viene conteggiata e pagata a parte (tariffa mista) o prevedono addirittura il pagamento puro e semplice del numero di comunicazioni effettuate (tariffa a contatore integrale).

Il servizio interurbano, per quanto si è detto circa il costo delle linee e la complessità del servizio di commutazione, crescenti entrambi con la lunghezza del circuito, è dappertutto soggetto a tariffazione basata sulla durata della comunicazione e sulla distanza. L'unità base per la durata è fissata in 3 minuti primi, e la tariffa corrispondente è tanto maggiore quanto più lungo è il circuito. Per una durata doppia, tripla, ecc. la tariffa si raddoppia, si triplica, ecc.

Per le conversazioni internazionali si hanno tariffe speciali.

II. Elementi di commutazione manuale.

42. La centrale manuale. — Il commutatore manuale è costituito da un tavolo, di forma appropriata, al quale fanno capo le linee e davanti al quale siede

(1) Di recente è stata introdotta nelle maggiori città la tariffa mista che dà un servizio in abbonamento per un numero prestabilito di comunicazioni (variabile con le categorie di utenti) ed addebita le comunicazioni che superano tale numero in base ad una tariffa unitaria.

il personale commutatorista (fig. 51). La parte di tavolo servita da una persona si chiama *posto di lavoro*. I tavoli si sviluppano longitudinalmente ed il numero dei posti di lavoro può diventare anche grandissimo, come nelle centrali manuali di una trentina di anni fa (poi sostituite dalle centrali automatiche) e, tuttora, nelle centrali interurbane. Talvolta i tavoli hanno due fronti per lo svolgimento del servizio da entrambi i lati.

Il personale di commutazione svolge dei turni di lavoro proporzionati alle necessità del traffico. Nelle cosiddette « ore di punta », durante le quali si manifesta il massimo delle chiamate (al mattino fra le 10 e le 12, al pomeriggio intorno alle 16) il personale presente è massimo; si riduce nelle altre ore a seconda del bisogno.

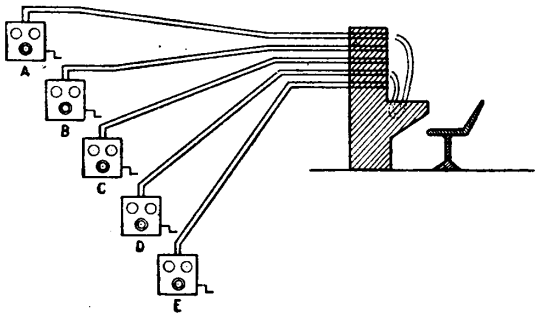


Fig. 51 – Schema di collegamento manuale.

Al servizio sovraintende del personale anziano (dirigenti e capoturno) che dispone di un tavolo speciale di controllo e sorveglianza dal quale possono essere ascoltate le conversazioni che si svolgono dai vari posti di lavoro fra commutatoriste ed utenti.

43. Operazioni ed organi elementari. — L'operazione della commutazione è costituita da un seguito di atti elementari, condotti sempre in un determinato ordine, e che è bene tener presenti perchè ad essi si informa la struttura del commutatore; essi rispecchiano le seguenti fasi della commutazione (in ordine cronologico):

a) la chiamata dell'abbonato chiamante (*A*) viene ricevuta dall'operatrice;

b) l'operatrice si collega all'apparecchio dell'abbonato chiamante per conoscere il numero dell'abbonato richiesto (*B*);

c) prova dell'occupazione eventuale dell'abbonato *B*;

d) l'operatrice chiama l'abbonato *B*;

e) collegamento tra i due abbonati *A* e *B*, conversazione;

f) l'operatrice sorveglia lo svolgimento regolare della conversazione;

g) segnalazione della fine della conversazione (da parte di *A* o di *B*);

h) l'operatrice ripristina le condizioni di riposo del commutatore.

Questi atti vengono realizzati a mezzo di organi elementari raggruppati nel posto di lavoro, e l'operatrice può effettuare le varie fasi della commutazione, nell'ordine descritto, servendosi di tali organi e stabilendo, uno dopo l'altro, i vari circuiti occorrenti. Questi circuiti, sempre in ordine cronologico di impiego, si chiamano:

per l'operazione *a*): *circuito della linea chiamante* (che è anche il *circuito di riposo*, cioè quello normale del commutatore in attesa che venga richiesta una comunicazione);

per le operazioni da *b*) ad *f*): *circuito dei cordoni* (di prova, conversazione ed ascolto);

per l'operazione *g*): *circuito di fine conversazione.*

Ciò posto, esaminiamo il più semplice commutatore, destinato al servizio di una rete a batteria locale.

Il commutatore ha press'a poco l'aspetto di un pianoforte verticale, davanti al quale sta seduta l'operatrice. Le linee *A B C*... (vedi fig. 52) fanno capo ciascuna ad una *presa* metallica (detta anche con parola inglese: jack); le prese sono fissate al piano verticale anteriore del tavolo: sul piano orizzontale trovansi dei conduttori flessibili isolati (detti *cordoni*) mediante i quali la commutatorista effettua i collegamenti fra gli utenti e cioè *A* con *B*, *D* con *E*, *C* con *F*, ecc....

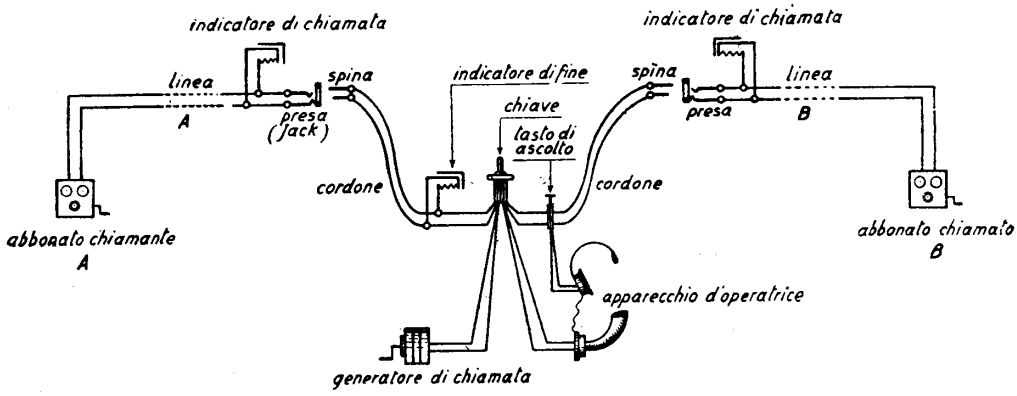


Fig. 52 – Organi elementari del centralino manuale.

Oltre alle prese ed ai cordoni, il tavolo contiene:

indicatori di chiamata;
spine, associate ai cordoni;
chiavi di conversazione;
tasti di ascolto;
apparecchio di operatrice;
indicatori di fine;
generatore magneto-elettrico d'operatrice.

La funzione di tali organi elementari, indicati, nella posizione da ciascuno occupata, nella fig. 52, è la seguente:

1) L'*indicatore di chiamata* segnala all'operatrice la chiamata dell'abbonato.

2) La *presa* (o jack) permette all'operatrice di operare il contatto con la linea d'abbonato a mezzo della spina.

3) La *spina*, unitamente al cordone, permette all'operatrice di collegare il proprio apparecchio alla linea dell'abbonato chiamante oppure di collegare la linea stessa con quella dell'abbonato chiamato.

4) La *chiave di commutazione* permette all'operatrice di inserirsi o disinserirsi a volontà sul cordone di collegamento e di inserire il generatore per inviare la chiamata all'abbonato chiamato.

5) Il *tasto di ascolto* serve all'operatrice per controllare la conversazione senza disturbarla.

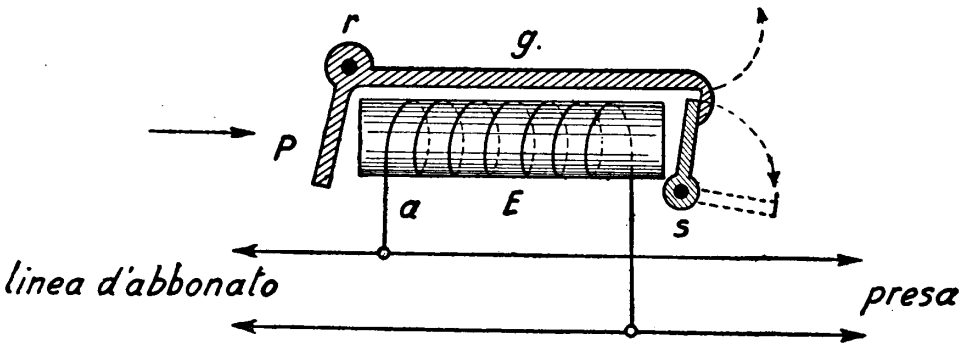


Fig. 53 - Schema di indicatore di chiamata.

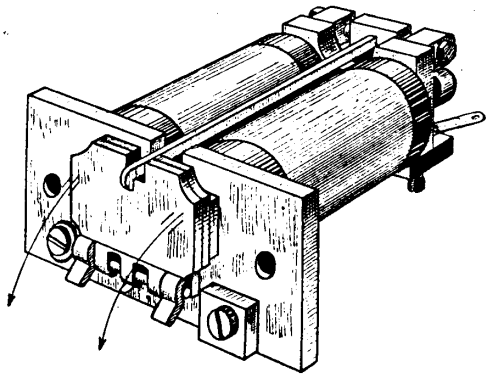


Fig. 54 - Vista di indicatore a cartellino.

6) L'*apparecchio di operatrice* a pettorale permette a quest'ultima di conversare avendo completa libertà delle mani per la manovra delle spine e delle chiavi.

7) L'*indicatore di fine* indica all'operatrice che uno dei due utenti ha lanciato il segnale di fine conversazione.

8) Il *generatore magneto-elettrico* (in tutto uguale a quello dell'apparecchio d'abbonato) serve all'operatrice per chiamare l'abbonato chiamato.

Descriveremo brevemente ciascuno di tali organi elementari.

a) *Indicatore di chiamata a cartellino* (figg. 53 e 54). — L'abbonato di una rete a B. L. per chiamare, aziona brevemente la manovella dell'apparecchio, a gancio abbassato (posizione di riposo). Essendo la manovella collegata all'albero del generatore, sulla linea viene lanciata una corrente alternata. Tale corrente circola nell'avvolgimento *a* inducendo nel nucleo *E* un flusso magnetico, per cui l'àncora *P* viene attratta; ruotando intorno ad *r* essa solleva l'asticciuola *g* e questa a sua volta libera lo sportellino *s* il quale si rovescia in basso per gravità. L'operatrice è così avvertita della chiamata; non solo, ma legge sulla superficie scoperta del cartellino il numero dell'abbonato chiamante.

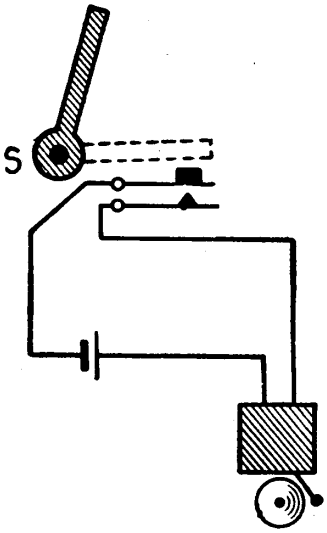


Fig. 55 – Suoneria di allarme per il cartellino.

La chiamata così ottenuta è *ottica*, ossia soltanto visibile: per richiamare l'attenzione dell'operatrice, se questa fosse distratta o volta altrove, si può rendere la chiamata ànche *acustica* associandovi lo squillo di una suoneria (fig. 55); il cartellino, rovesciandosi, chiude un contatto che inserisce una suoneria.

Naturalmente, dopo aver preso visione della chiamata, l'operatrice deve rimettere l'indicatore in posizione normale, affinchè sia pronto per una chiamata successiva, ed ottiene ciò rialzando a mano lo sportellino. Per evitare il disturbo ed il tempo perso in tale operazione si costruiscono degli indicatori a rilevamento *meccanico* oppure a rilevamento *elettrico*. Nei primi è previsto un giuoco di leve per cui (quando l'operatrice risponde, come si vedrà più avanti), infiggendo la spina nella presa il cartellino viene spinto in alto nella posizione iniziale e riagganciato. Nei secondi la spina, entrando nella presa, chiude un contatto ausiliario il quale aziona un elettromagnete speciale; quest'ultimo, attirando la propria ancoretta, produce il rialzamento ed il riagganciamento del cartellino.

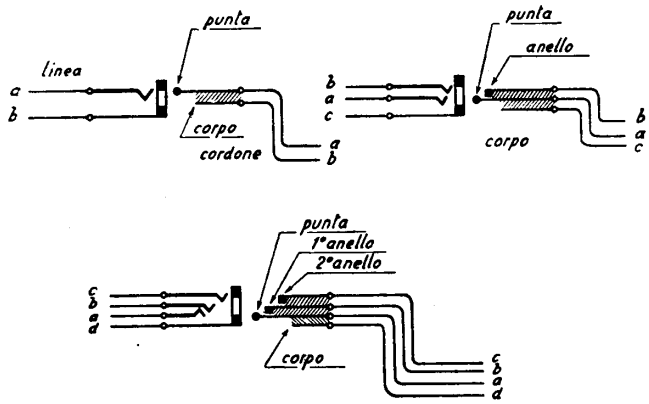


Fig. 56 – Prese e spine a vari contatti.

Questi due ultimi tipi, data la loro complicazione, hanno però avuto scarso impiego ed ora si possono dire del tutto abbandonati.

b) *La presa* (o *jack*) (figg. 56 e 57). — È l'organo al quale termina normal-

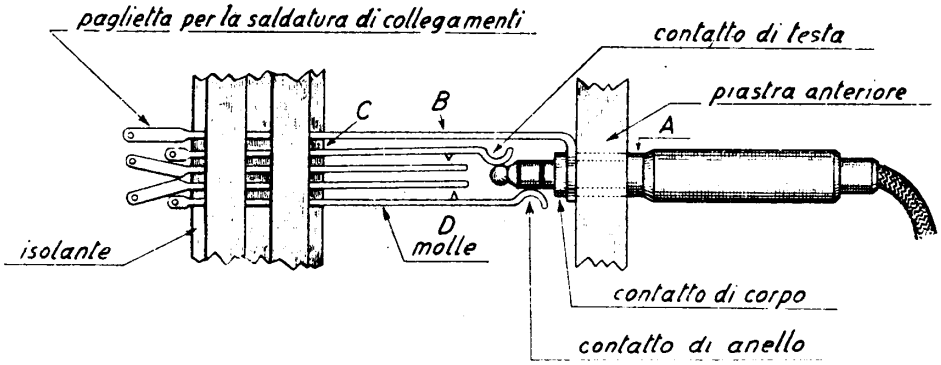


Fig. 57 – Sezione di una presa con spina inserita.

mente la linea telefonica. Esso si compone di un cilindro cavo di ottone (o bronzo) *A*, facente corpo con una piastrina *B*; a questa sono fissate, a mezzo di un blocchetto isolante *C*, una o più lamine flessibili (dette *molle della presa*) generalmente in alpacca. Agli estremi della piastrina *B* e delle molle sono saldati i capi della linea, per cui un organo metallico che venga in contatto con il cilindro *A* e con l'estremo di una molla stabilisce il contatto elettrico con la linea. Tale organo è la *spina* descritta più sotto.

La presa indicata per prima nella fig. 56 è quella più semplice cioè *a due contatti* (serve per collegare due fili *a* e *b*); vi sono poi prese per tre ed anche quattro contatti destinate a collegamenti più complessi secondo le esigenze dei circuiti.

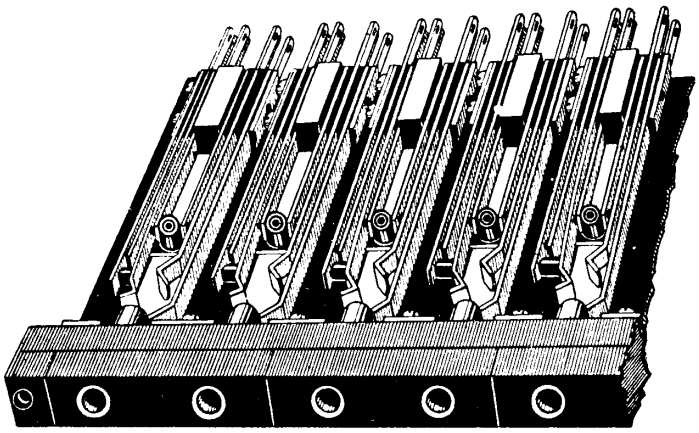


Fig. 58 – Striscia di prese.

Poichè ad ogni linea d'abbonato deve corrispondere una presa, queste sono, in generale, in gran numero, ed è necessario sistemarle in modo che esse occupino, sul fronte della centrale, il minor spazio possibile. A tale scopo sono riunite in *strisce* di 10 o 20 elementi. La presa è fissata in modo che la boccola appaia esternamente a filo del piano frontale del centralino, mentre le molle si trovano all'interno, al riparo dalla polvere (fig. 58).

c) *La spina* (fig. 59). — La spina è l'organo che, a guisa di maschio, viene infisso nella presa e stabilisce il contatto tra la linea di abbonato ed il cordone flessibile di commutazione. La spina consta, in generale, di due elementi di ottone o bronzo, coassiali ed isolati fra loro, la *punta* ed il *corpo*, foggiati in modo tale che, infiggendo la spina nella presa, la *punta* vada a contatto con la *molla* ed il *corpo* con la *boccola* della presa stessa. In tal modo viene stabilito il contatto fra la linea ed il cordone, restando ciascuno dei due fili separato dall'altro. La spina è poi rivestita da un cilindro isolante per evitare all'operatrice il contatto della mano con le parti metalliche percorse da corrente.

Per necessità di circuito la spina può essere a *tre*, invece che a *due* contatti: si avrà così la *punta*, l'*anello* ed il *corpo* corrispondenti a tre conduttori separati, e talvolta anche a quattro: *punta, primo anello, secondo anello, corpo* (vedi anche figg. 56 e 57).

Nel corpo della spina sono contenuti i morsetti a vite per il fissaggio dei conduttori del cordone, nonchè una impanatura per il solido fissaggio del cordone stesso.

d) *Il cordone* (fig. 60). — È costituito da 2 (oppure da 3 o 4) conduttori isolati flessibilissimi, riuniti tra di loro e protetti con fasciatura ed imbottitura di materie tessili, il tutto ricoperto da una robusta calza di cotone. Per avere la desiderata flessibilità ciascun conduttore è costituito (fig. 60-*A*) da un fascetto di conduttori elementari, di cui ciascuno consta di una finissima piattina di similrame (della sezione di circa mm 0,35 × 0,025) avvolta intorno ad un trefolo di cotone. Ciascun conduttore è isolato con avvolgimenti in seta e cotone.

e) *Chiave di conversazione* (fig. 61). — Consta essenzialmente di un gruppo di molle in alpacca che possono essere spostate (onde chiudere od aprire i contatti elettrici relativi) mediante la manovra di un manichetto: il manichetto, a sua volta, è solidale con un cilindretto isolante il quale preme sulle molle, spostandole.

La chiave di commutazione dell'esempio illustrato in fig. 61 (chiave di operatrice) deve espletare due funzioni:

a) collegare a volontà i due fili dell'apparecchio d'operatrice al cordone, in modo che l'operatrice possa conferire con l'abbonato chiamante;

b) collegare il generatore di chiamata dell'operatrice ai due fili dell'abbonato desiderato per inviargli la chiamata.

Il collegamento *a*) deve essere *stabile* per permettere all'operatrice anche una lunga conversazione senza tenere le dita sul manichetto. Il collegamento *b*), invece, dovendo essere limitato al breve tempo necessario per inviare la chiamata, deve

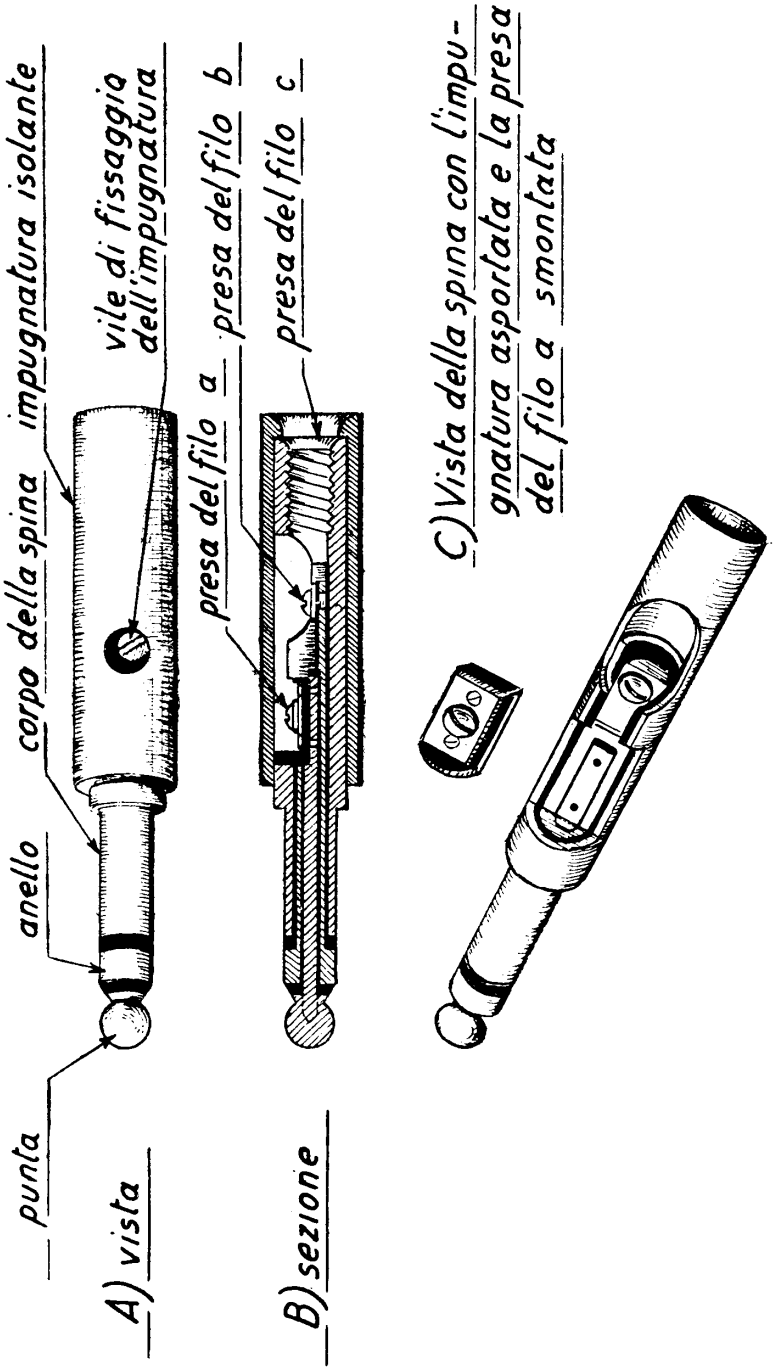


Fig. 59 – Spina a tre contatti.

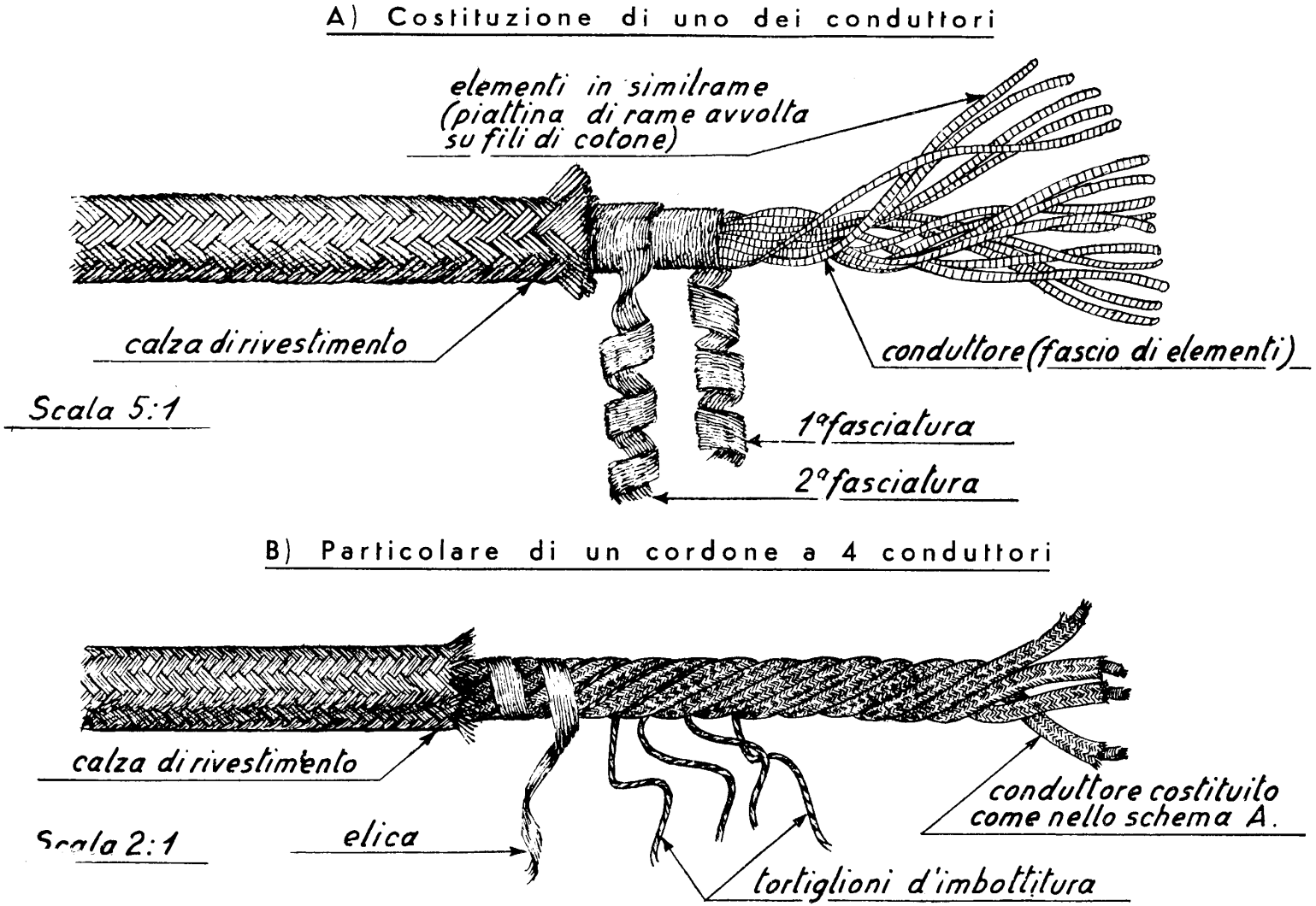


Fig. 60 – Costituzione tipica dei cordoni telefonici.

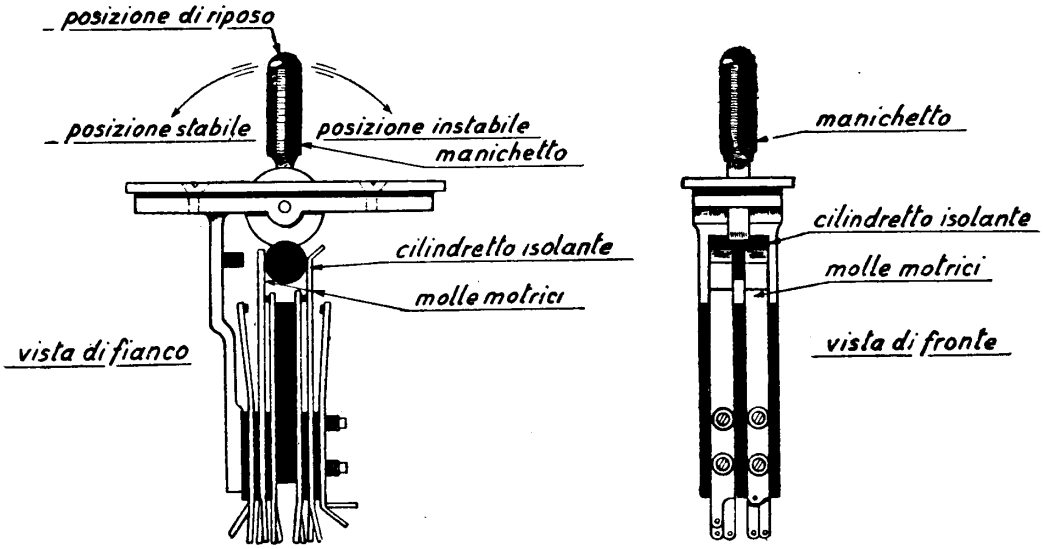


Fig. 61 – Chiave a tre posizioni.

essere *instabile* ad evitare che l'operatrice possa erroneamente dimenticare il generatore di chiamata inserito su qualche abbonato e quindi cagionare disturbo. L'operatrice deve quindi tenere spostato il manichetto per tutta la durata della chiamata. La fig. 62 indica schematicamente come si formino i collegamenti, mentre la fig. 61 mostra i dettagli costruttivi della chiave; come siano disposte le molle dei contatti e come sia ottenuta la *stabilità* e l'*instabilità* della posizione della chiave, mediante la diversa lunghezza e forma delle due molle motrici.

Nel collegamento *b* (fig. 62) si vede che, al momento in cui l'operatrice invia la chiamata, la linea del cordone viene tagliata dalla parte dell'abbonato chiamante per impedire che questi riceva la chiamata entro il ricevitore telefonico.

Oltre al tipo fondamentale di chiave descritta, ne esistono parecchie altre, aventi conformazione e funzione diversissima a seconda dell'uso a cui servono. Tutte hanno lo scopo di chiudere alcuni circuiti e di aprirne altri: varia così il numero dei contatti (che può andare da 1 fino a 20 ed oltre) ed anche il numero delle posizioni del manichetto (che sono al massimo tre, come in quella descritta).

f) *Tasto di ascolto.* — Il tasto di ascolto è molto simile ad una chiave il cui manichetto abbia la posizione di riposo ed una sola posizione di lavoro *instabile*; soltanto, lo spostamento delle molle (che in questo caso sono poche) è ottenuto abbassando un bottone anzichè inclinando una levetta. Nella fig. 63 è disegnato uno di tali tasti. Come risulta anche dalla fig. 62, esso provvede a collegare il circuito del cordone al solo ricevitore dell'apparecchio d'operatrice. In tal modo l'operatrice, ascoltando, si rende conto della regolarità della conversazione, mentre.

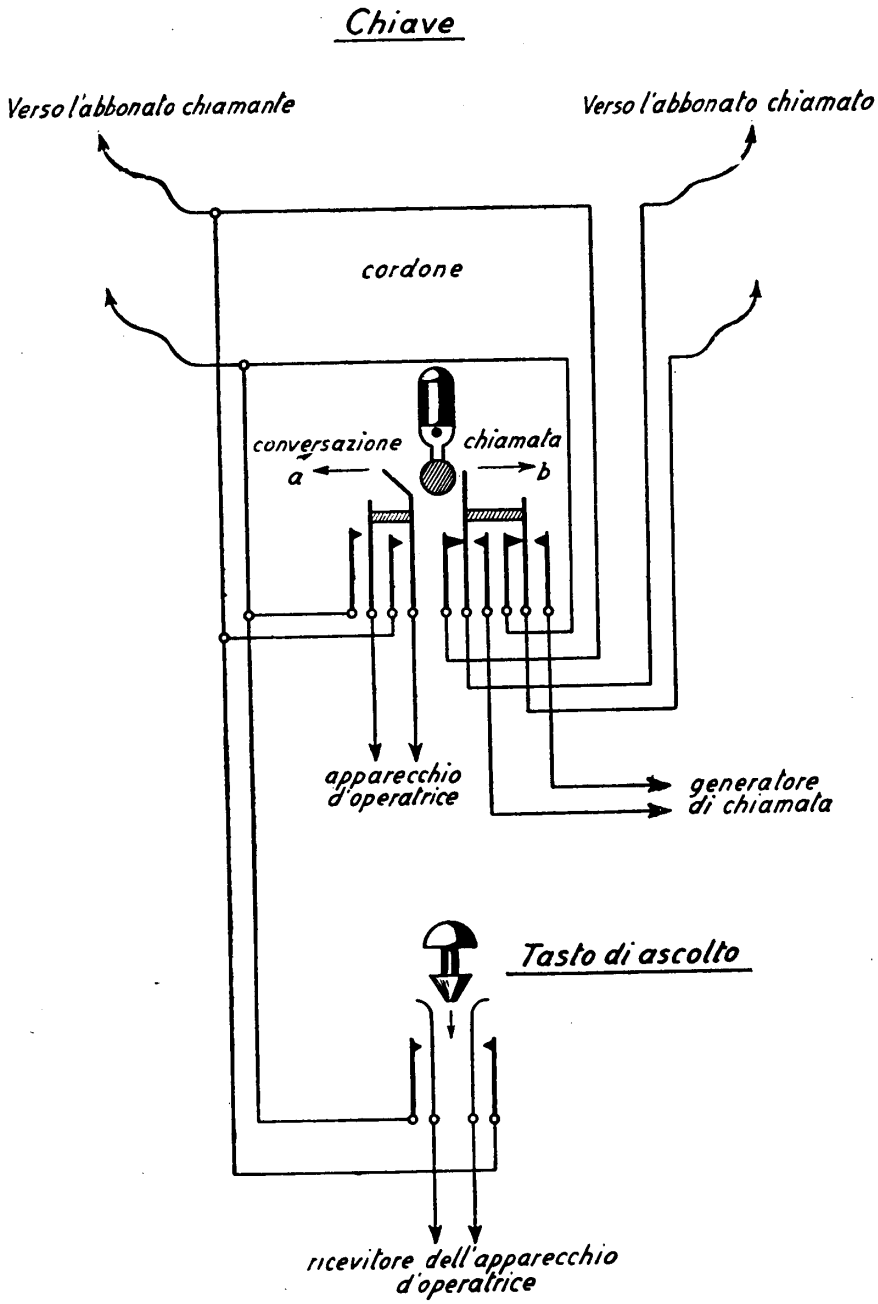


Fig. 62 – Inserzione della chiave e del tasto d'ascolto.

essendo escluso dal collegamento il suo microfono, è evitato che la conversazione possa essere disturbata da suoni estranei provenienti dalla sala in cui si trova l'operatrice, o dalla sua voce stessa. Il collegamento è *instabile* per evitare che l'operatrice, per dimenticanza, possa lasciare il tasto inserito stabilmente sul cordone, il che porterebbe a disturbi.

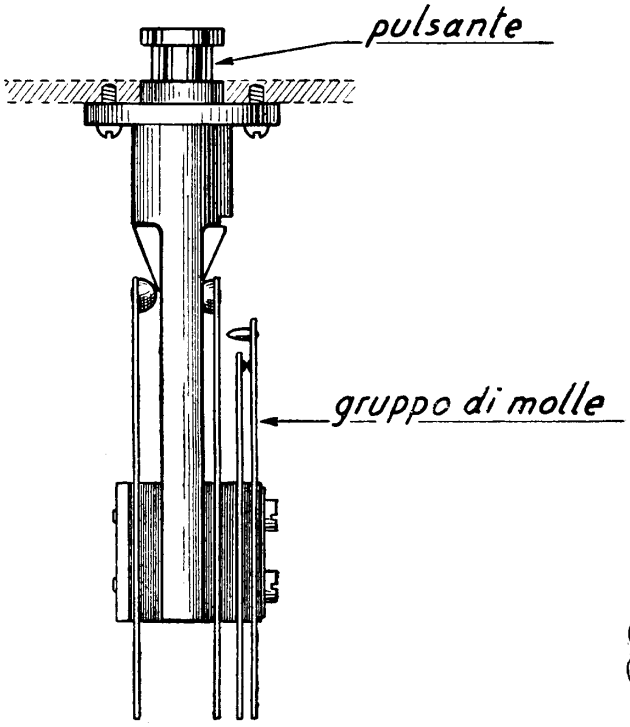


Fig. 63 – Tasto instabile.

g) *Apparecchio d'operatrice* (fig. 64). — Non è altro che un microtelefono (cioè un microfono ed un ricevitore) particolarmente foggiato per adattarsi alla operatrice, lasciandole libero l'uso di entrambe le mani. Il ricevitore è sostenuto dalla cosiddetta *cuffia*, la quale, cingendo il capo dell'operatrice, lo mantiene aderente ad un orecchio. Il microfono è sostenuto dal cosiddetto *pettorale* sotto la bocca dell'operatrice, e porta un cornetto od imboccatura davanti al quale l'operatrice parla. Il collegamento elettrico è ottenuto a mezzo di un cordone flessibile a 4 conduttori (due per il microfono e due per il ricevitore); il cordone termina con una spina a 4 contatti che l'operatrice, sedendosi al lavoro, infigge in una presa a 4 contatti. Tanto la cuffia che il pettorale sono regolabili per adattarsi alle proporzioni di ciascuna operatrice.

Fig. 64 – Complesso d'operatrice.

h) *Segnale di fine o indicatore di fine a cartellino.* — È un indicatore a

cartellino identico a quello di chiamata. La differenza sta soltanto nell'inserzione; mentre l'indicatore di chiamata è inserito sulla *linea di abbonato*, quello di fine è inserito sul *cordone*. Alla fine della conversazione, quando uno dei due abbonati aziona il proprio generatore, come è prescritto, la corrente relativa non può eccitare l'indicatore di chiamata che è escluso, ma eccita quello di fine; il relativo cartellino cade e l'operatrice è avvisata che la conversazione è terminata e che essa può sfilare le spine.

i) *Generatore magneto-elettrico d'operatrice o generatore di chiamata.* — È un generatore in tutto simile a quello contenuto nell'apparecchio d'abbonato, già descritto al paragrafo 26. Come è indicato nella fig. 62, per inviare la chiamata all'abbonato l'operatrice deve contemporaneamente azionare il generatore e mantenere abbassata verso la posizione instabile la chiave di conversazione.

Il generatore, azionato con velocità normale a mano, genera, come è stato già detto, una corrente alternata monofase a circa 50÷100 volt e 16÷20 periodi.

III. Sistemi a batteria locale.

44. Centralino a B. L. (tavola Standard). — Gli elementi dianzi descritti costituiscono nel loro insieme il centralino cosiddetto « Standard » (che è il tipo più antico di commutatore manuale e che è tuttora usato in molti impianti rurali); la fig. 65 ne indica lo schema.

Il servizio si svolge come segue:

L'abbonato L_1 chiama inviando corrente di chiamata col proprio generatore: l'indicatore di chiamata si eccita ed il cartellino cade. L'operatrice introduce allora la *spina di risposta* nella presa L_1: così facendo, per lo spostamento della molla *a* della presa l'indicatore viene staccato dal circuito. L'operatrice abbassa quindi la chiave (che normalmente è nella posizione di riposo, verticale) verso la posizione A; in tal modo la linea d'abbonato viene collegata al circuito dell'apparecchio d'operatrice. Questa conversa con l'abbonato chiamante e si informa del numero desiderato: supponiamo che questo sia L_2. L'operatrice, allora, solleva l'altra spina del *bicordo* (la *spina di chiamata*) e la infigge nella presa L_2 (con il che esclude l'indicatore), quindi porta la chiave nella posizione C e, tenendola abbassata, gira la manovella del generatore di chiamata; in tal modo la corrente prodotta da quest'ultimo viene inviata sulla linea L_2. L'operatrice abbandona quindi la chiave che ritorna in posizione verticale: quando L_2 risponde, esso si trova già in comunicazione con L_1 e la conversazione ha luogo; alla fine di questa se L_1 od L_2 azionano il proprio generatore, la corrente relativa è ricevuta dall'indicatore di fine che si eccita e lascia cadere il proprio cartellino. L'operatrice, allora, sfila ambedue le spine e tutto torna a riposo.

Nello schema è indicata anche la *chiave di richiamata* che è una chiave a due posizioni. Portando questa chiave in posizione di lavoro (mentre la chiave di conversazione è in posizione A) la linea L_1 viene collegata al generatore di chiamata;

così l'operatrice ha la facoltà di *richiamare* l'abbonato chiamante, qualora questi, dopo aver chiesto la comunicazione, invece di attenderla col ricevitore all'orecchio avesse riappeso il ricevitore.

Gli organi indicati nel citato schema (fig. 65) sono nel tavolo Standard, previsti nella misura che segue:

1) *Indicatori di chiamata*: uno per ogni abbonato.
2) *Prese di abbonato*: una per ogni abbonato.
3) *Bicordi*: tanti quante sono le conversazioni contemporanee che il centralino deve poter stabilire. Questo numero viene fissato basandosi sull'esperienza e varia da caso a caso. In generale, esso si aggira intorno ad 1/10 ~ 1/6 del numero degli abbonati: in pratica si verifica infatti che fra 100 abbonati non si svolgono più di 10 conversazioni contemporanee.

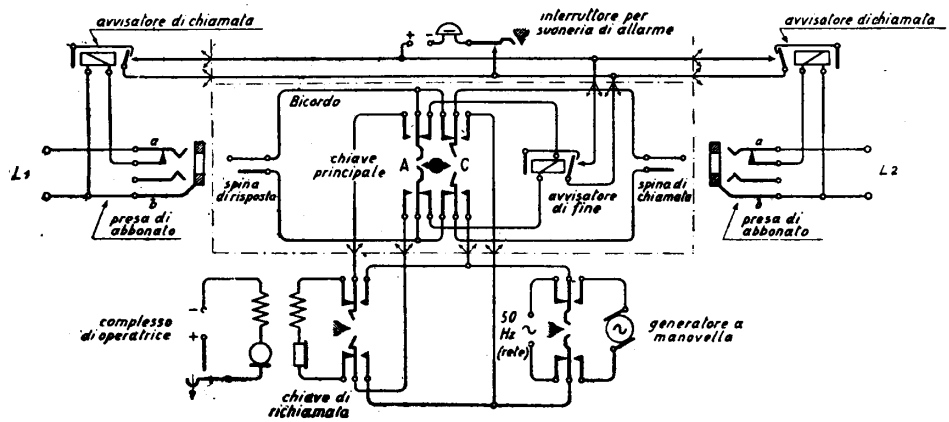


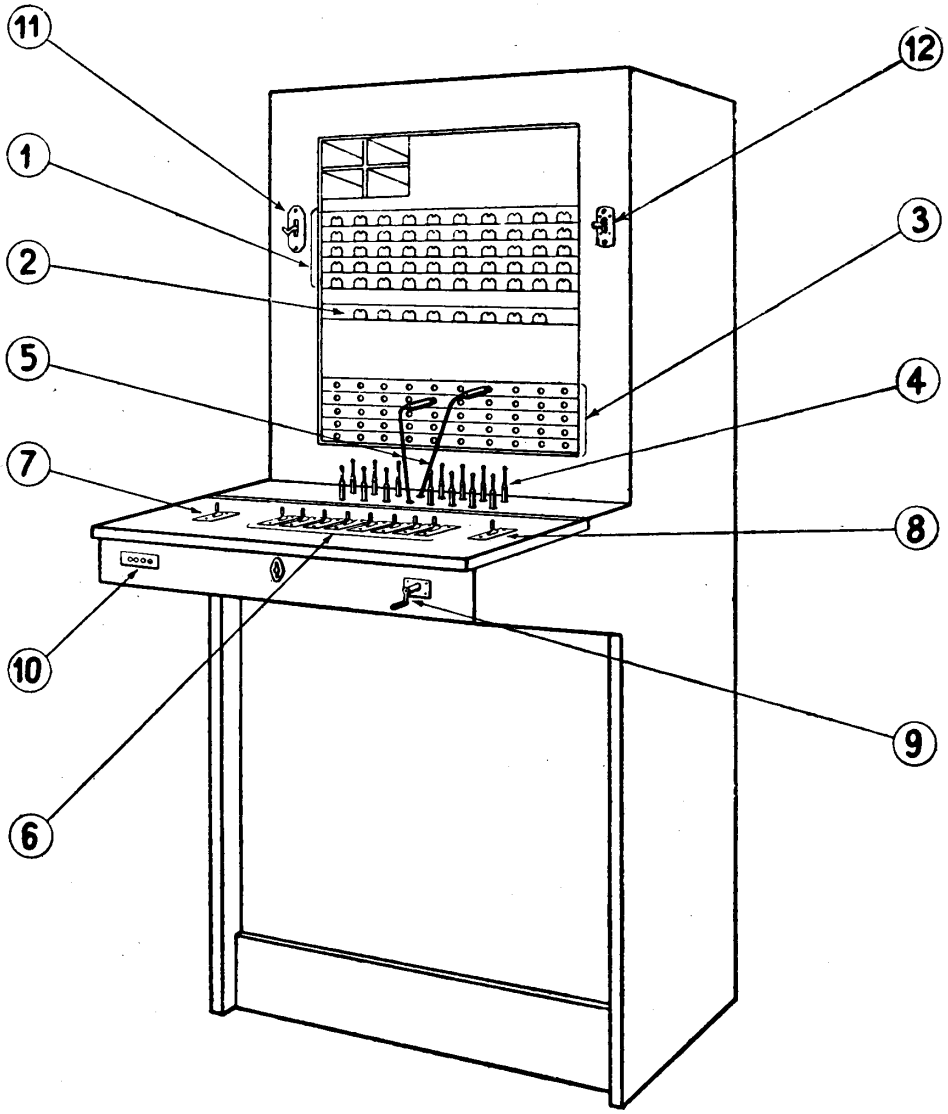
Fig. 65 – Circuito della tavola Standard.

Ogni *bicordo*, come si è visto, comprende:

a) due spine;
b) due cordoni;
c) una chiave di conversazione;
d) un tasto di ascolto (eventuale);
e) un indicatore di fine.

4) *Apparecchio d'operatrice* con relativa presa e bobina d'induzione: uno.
5) *Generatore di chiamata*: uno.
6) *Chiave di richiamata*: una.
7) *Segnalatore acustico di chiamata e fine conversazione*: uno.

Nella fig. 65 le freccioline segnate lungo la linea a tratto e punto indicano i punti nei quali gli organi individuali 4) 5) 6) 7) sono collegati in parallelo a tutti i bicordi che, come si è detto, sono circa in numero pari al 10 % degli abbonati.



1 – Indicatori di chiamata.
2 – Indicatori di fine conversazione.
3 – Prese di linea.
4 – Spine di risposta e di chiamata.
5 – Cordone.
6 – Chiavi di conversazione.
7 – Chiave di richiamata.
8 – Chiave di scambio del generatore a mano con la tensione di rete.
9 – Generatore a manovella.
10 – Presa quadrupla per apparecchio di operatrice.
11 – Gancio per microtelefono.
12 – Chiave inserzione di suoneria d'allarme.

Fig. 66 – Vista di un centralino a B. L. o tavola Standard.

Nella fig. 66 è rappresentata la vista di una tavola equipaggiata per 50 abbonati ed 8 bicordi. Il sistema di sospensione dei cordoni, i quali vengono mantenuti tesi in ogni posizione da appositi contrappesi muniti di carrucola, è disposto all'interno, nella parte inferiore del tavolo (vedi sezione fig. 70).

Tale tipo di commutatore viene costruito per un massimo di 100÷150 abbonati; infatti una sola operatrice non può, nelle ore di maggior traffico, servirne di più (come si è detto 100 abbonati dànno al più luogo, normalmente, a 10÷15 conversazioni contemporanee).

45. Centrali manuali a più posti di lavoro. — Il tavolo Standard diviene praticamente insufficiente appena gli abbonati da collegare superano il centinaio.

Quando si voglia giungere ad es. a 200 abbonati, si usa affiancare due commutatori da 100 (vedi fig. 67); la centrale risulta così costituita *da due posti di lavoro* ed è servita da due operatrici. Ognuna di esse risponde alle chiamate dei propri 100 abbonati e, quando uno di questi chiede un abbonato terminante all'altro posto di lavoro, l'operatrice, stendendo il braccio, infila una delle proprie spine di chiamata nella presa relativa.

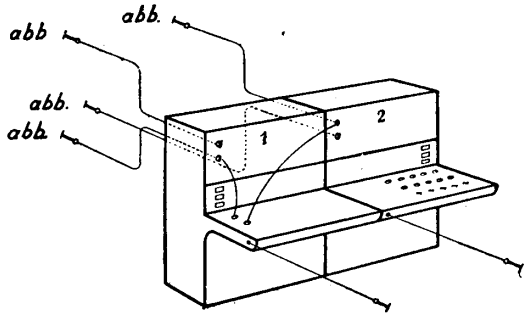


Fig. 67 – Centrale a due tavoli affiancati.

Si può giungere ad affiancare anche tre commutatori, costituendo *tre posti di lavoro* e giungendo quindi a servire 300 abbonati: però in questo caso il servizio delle operatrici dei posti estremi (1° e 3°) diventa gravoso. Infatti, mentre l'operatrice del posto centrale, può, allungando le braccia, raggiungere le prese situate nei posti estremi, l'operatrice del posto 3°, ad es., quando deve raggiungere un abbonato del posto 1°, deve chiedere alla prima operatrice se l'abbonato richiesto è *libero*, e quindi porgerle la spina perchè quella la introduca nel jack.

Quando gli abbonati superano i 300 e quindi i posti di lavoro debbono essere più di tre, ad esempio, quattro, si può ricorrere al sistema indicato nella fig. 68: i posti di lavoro sono riuniti a due a due, e le operatrici di un gruppo possono comunicare con quelle di un altro gruppo a mezzo di *linee intermediarie di servizio*. Supponiamo che l'abbonato 63 chiami l'abbonato 301. L'operatrice 1 riceve la chiamata del 63, essa quindi, chiama su una linea di servizio l'operatrice 3 (dinnanzi alla quale sta la presa del 301) e collega con un bicordo l'abbonato 63 a tale linea di servizio; l'operatrice 3 risponde e con un suo bicordo collega la linea di servizio in questione all'abbonato 301; in tal modo, per il tramite di due operatrici, il collegamento fra i due abbonati è completo.

Ben si comprende come il sistema suindicato risulti laborioso, scomodo e richieda perdite di tempo notevoli da parte del personale: in ogni caso tale sistema

non può più applicarsi quando il numero dei posti di lavoro salga ulteriormente (si pensi che nel passato sono state in servizio delle centrali con 50 posti di lavoro e 10.000 abbonati).

Quindi, praticamente, quando il numero degli abbonati supera ~ 300, bisogna abbandonare il tipo di tavolo fin qui descritto, detto *semplice*, e passare al tavolo cosiddetto *multiplo*.

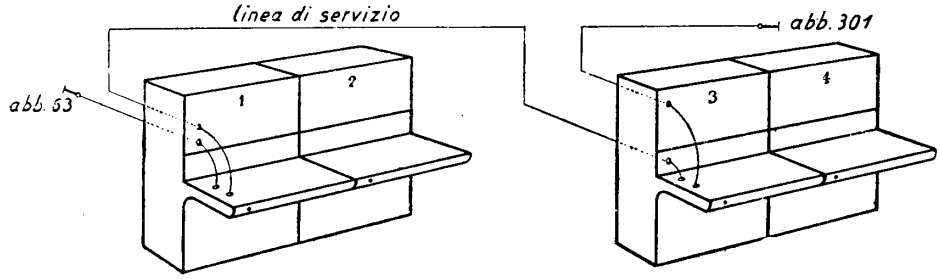


Fig. 68 – Centrale a più posti con linee intermediarie.

Il *commutatore semplice* è, come si è visto, un tavolo in cui ogni abbonato *ha una sola presa*, e quindi un'operatrice non può raggiungere che un numero limitato di abbonati: quelli collegati al suo posto di lavoro.

Nel *commutatore multiplo* invece ciascun abbonato è dotato di più prese, tante quante sono necessarie perchè ciascuna operatrice possa raggiungerli tutti.

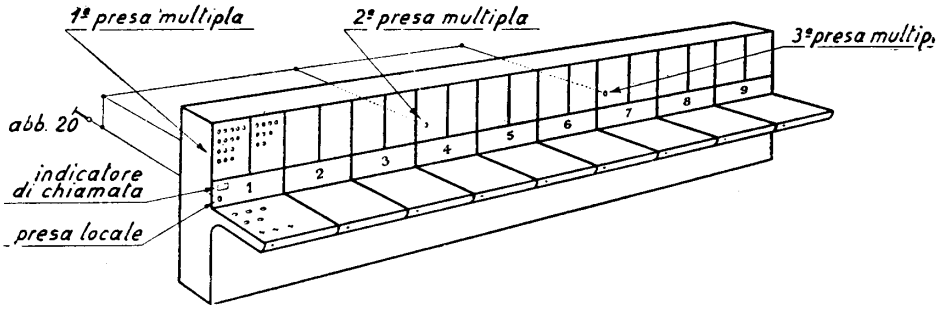


Fig. 69 – Centrale a tavolo multiplo.

Col commutatore multiplo ogni operatrice *risponde* sempre alla chiamata di un numero limitato di abbonati, ma può collegare ciascuno di questi con tutti gli altri, da sola.

Praticamente la multiplazione delle prese avviene nel modo indicato in fig. 69.

In essa è rappresentata a titolo di esempio una centrale a nove posti di lavoro.

La linea di ciascun abbonato arriva alla cosiddetta presa *locale* (ossia quella che è munita di indicatore di chiamata, sul posto di lavoro); l'abbonato n° 20, ad es., è collegato al posto n° 1.

Alla presa locale sono collegate altre tre *prese multiple* distribuite regolarmente a distanza opportuna sul fronte della centrale. Quando il n° 20 chiama, l'operatrice n° 1 risponde, infiggendo la spina di risposta nella presa locale. Invece quando il n° 20 è chiamato, quella delle 9 operatrici che lo deve collegare, lo raggiungerà

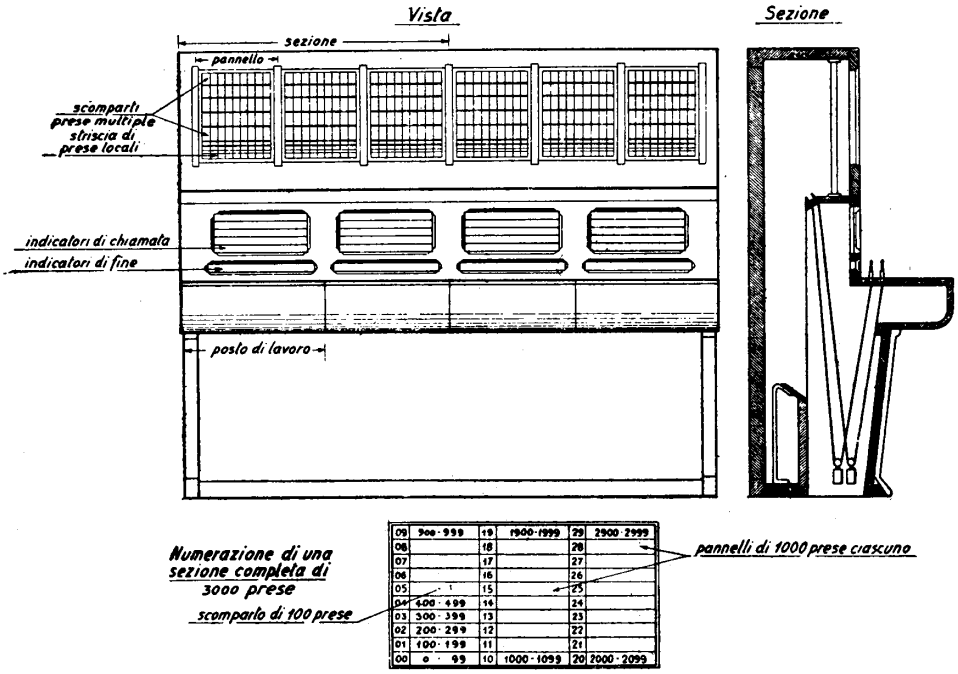


Fig. 70 – Vista di un tavolo multiplo.

servendosi di quella delle tre prese multiple che le è più comodo raggiungere: ad es. l'operatrice n° 3 si servirà della 2ª presa multipla, l'operatrice n° 8 della 3ª, ecc.

Quindi il *campo delle prese*, situato sulla fronte della centrale, risulterà diviso in due parti:

a) campo delle prese locali;

b) campo delle prese multiple.

I due campi non sono più distribuiti per *posti di lavoro*, ma per *sezione* di commutatore.

Il commutatore multiplo risulta diviso in tante sezioni, come nell'esempio rappresentato nella fig. 70 (centrale per 3000 abbonati costituita da due sezioni).

Ogni sezione comprende in questo esempio:

2 posti di lavoro;

1 campo di prese locali (metà degli abbonati) diviso in tre pannelli;

1 campo di prese multiple comprendente tante prese multiple quanti sono tutti gli abbonati della centrale, diviso in tre pannelli.

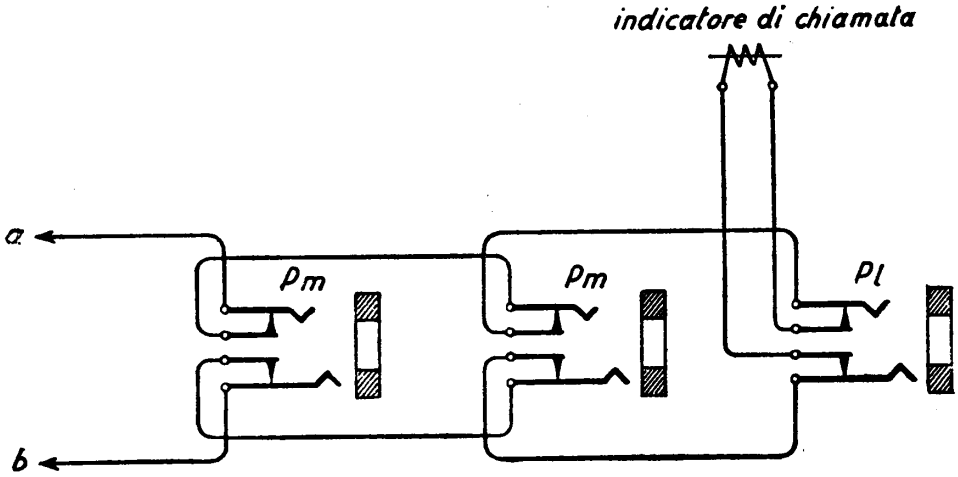


Fig. 71 – Inserzione di prese in serie.

Ciascuna operatrice risponde alle chiamate degli abbonati del proprio campo locale e li può collegare, sul campo multiplo della sua sezione, con tutti gli altri abbonati della centrale. Naturalmente ogni operatrice può, se ciò le torna comodo, accedere anche ai pannelli della sezione contigua.

Le figg. 71 e 72 indicano come viene eseguito il collegamento fra presa locale (*Pl*) e le prese multiple (*Pm*).

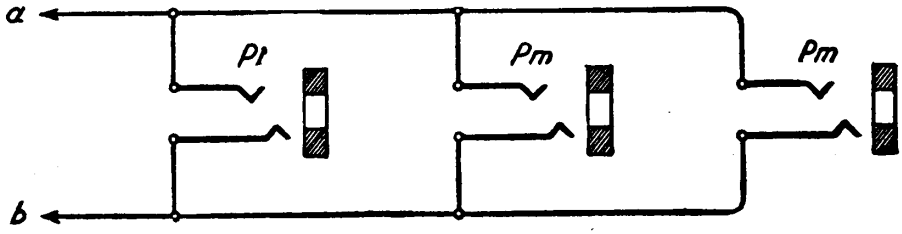


Fig. 72 – Inserzione di prese in derivazione.

Nel tipo più semplice di commutatore finora esaminato, il collegamento viene eseguito *in serie*: cioè ogni presa porta due contatti di riposo i quali, aprendosi all'introduzione della spina, provocano interruzione dei due fili di linea diretti verso l'indicatore di chiamata, che deve rimanere escluso dalla linea durante la conversazione.

Il collegamento può anche essere fatto *in derivazione* come è indicato in fig. 72.

Il fatto che la linea di abbonato possa essere, attraverso le prese multiple, occupata da tutte le operatrici, impone la necessità che queste, prima di infiggere la spina nella presa multipla, *debbano assicurarsi* che il numero richiesto non sia stato occupato da altra operatrice nè come chiamante nè come chiamato; in una parola l'operatrice deve assicurarsi che il numero richiesto sia *libero*, ciò che si chiama *far la prova dell'occupato*. La fig. 73 indica come ciò si ottenga: tutte le boccole delle prese multiple sono collegate metallicamente fra di loro; tutte le spine, a loro volta, hanno il corpo collegato con il polo positivo di una batteria di pile,

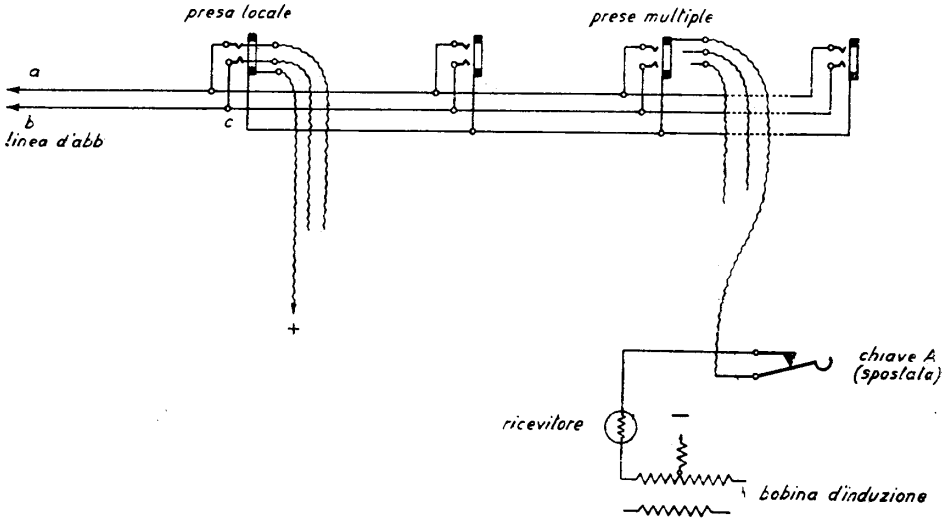


Fig. 73 – Prova d'occupato.

perciò quando una spina qualunque è infilata in una presa multipla qualunque di un dato abbonato, tutti gli anelli di tali prese sono al potenziale positivo. Ora l'operatrice, prima di infilare la spina nella presa multipla per collegare un abbonato chiamato, tocca (o come si suol dire *saggia*) con la punta della spina l'anello della presa; il ricevitore dell'operatrice si trova, durante questa prova, collegato tra la punta della spina ed il negativo della batteria, per cui, se sull'anello della presa multipla vi è il potenziale positivo (ossia se l'abbonato è occupato) il ricevitore viene momentaneamente attraversato dalla corrente e produce un rumore caratteristico (un « tic ») sufficiente per avvertire l'operatrice che l'abbonato stesso è occupato. Se quest'ultimo fosse invece libero, non essendovi il positivo sull'anello della presa, il « tic » non si produrrebbe.

46. Centrale a B. L. a lampadine. — Il tipo di centrale descritto nei due precedenti paragrafi (il più antico) ha ricevuto in seguito numerosi perfezionamenti

diretti a renderlo più pratico e di più rapido funzionamento in esercizio, fra cui i principali sono i seguenti:

1) *Sostituzione degli indicatori a cartellino (sia di chiamata che di fine) con segnali luminosi.* — I cartellini sono ingombranti e scomodi per la manovra delle operatrici, oltre che relativamente poco visibili: sono stati quindi sostituiti con lampadine che, con molto minor ingombro, raggiungono la massima visibilità.

2) *Abolizione del multiplo in serie e sua sostituzione col multiplo in derivazione.* — Il sistema in serie, infatti, dà luogo a frequenti interruzioni, sia per guasti che possono avvenire nei contatti delle prese, sia per l'inclusione di sostanze estranee non conduttrici (soprattutto polvere), fra i contatti stessi. Il multiplo in derivazione elimina tali inconvenienti.

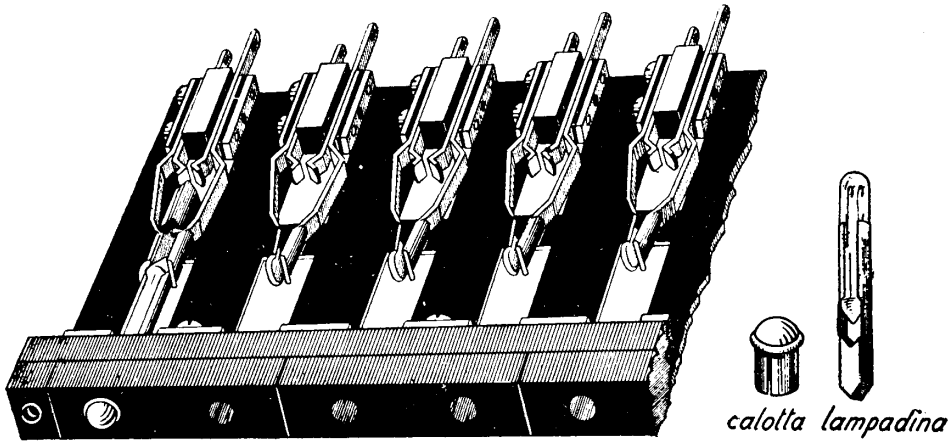


Fig. 74 – Lampade di chiamata.

Le lampadine impiegate per i commutatori telefonici sono caratterizzate dal minimo ingombro. In fig. 74 è indicata una lampadina, la quale trova alloggio in una striscia di materiale isolante opportunamente forata e sagomata, e dotata di molle di contatto per il circuito di alimentazione della lampadina. Anteriormente le lampade sono protette da calotte emisferiche, le quali concentrano la luce e sono colorate in vario modo a seconda della funzione. Le lampadine, come le prese e gli indicatori a cartellino, sono montate in striscie di dieci o venti; le striscie vengono a loro volta collocate orizzontalmente sul fronte del tavolo di commutazione.

L'accensione delle lampade viene generalmente ottenuta utilizzando una sorgente di energia locale, di capacità e tensione opportuna, e viene fatta per il tramite di organi di comando, i *relè*, la cui importanza in telefonia è grandissima e che meglio studieremo nella parte dedicata ai sistemi automatici (n. 66-69).

Il *relè* (fig. 75) è un commutatore elettro-magnetico, costituito da un *avvolgimento* di comando elettrico disposto su un *nucleo* in ferro dolce, e da un *equipaggio mobile* a questo affacciato (*ancoretta* od *armatura*). Il relè produce delle modifi-

cazioni in uno o più circuiti elettrici (chiusura od interruzione) a mezzo di contatti a molla mossi meccanicamente dall'ancoretta. La chiusura e l'interruzione di circuiti hanno luogo ogni volta che vengono variate le condizioni elettriche del circuito di comando o d'eccitazione del quale fa parte l'avvolgimento. Nella figura il relè è rappresentato schematicamente in tutti i suoi elementi costitutivi. In pratica l'ancoretta di un relè comanda più gruppi di molle di contatto, appartenenti ad altrettanti circuiti elettrici, i quali vengono tutti contemporaneamente modificati in modo diverso all'atto del funzionamento del relè.

Basteranno per il momento questi brevi cenni per spiegare la funzione dei relè nei tavoli manuali con segnalazione a lampadine.

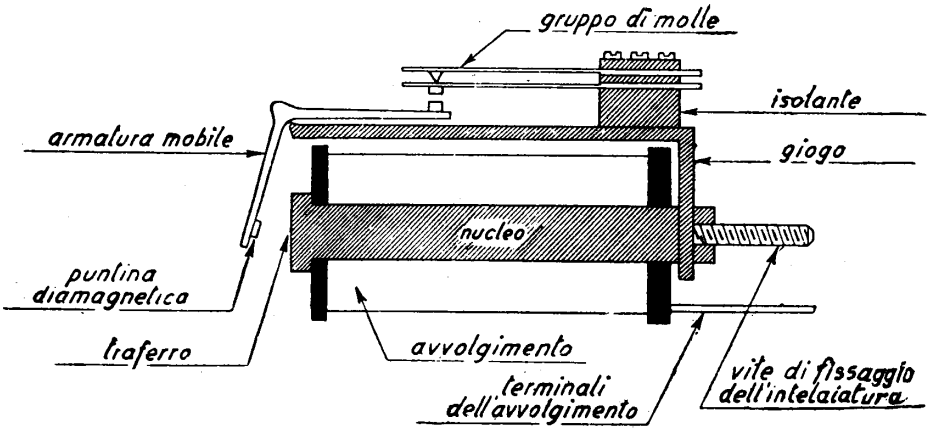


Fig. 75 – Schema di relè.

La fig. 76 rappresenta lo schema di una centrale del tipo a lampadine: l'uso dei relè e delle lampadine rende, come si è detto, necessaria una sorgente di energia di una certa capacità. Quindi, invece di usare (come nella centrale a cartellini) semplicemente due o tre pile da 4 volt destinate ad alimentare il circuito di operatrice, qui si usa una batteria di accumulatori di capacità più o meno grande a seconda della importanza della centrale, e di tensione, in generale, scelta a 12 o 24 volt.

La corrente di chiamata proveniente dall'abbonato percorre l'avvolgimento (1) del relè R, che ha due avvolgimenti sullo stesso nucleo. Il relè R si eccita e chiude i suoi contatti r' ed r''. Per effetto della chiusura di r' viene eccitato l'altro avvolgimento R (2), per cui il relè R rimane stabilmente eccitato anche quando la corrente di chiamata viene a mancare nell'avvolgimento R (1).

Il contatto r'' accende la *lampadina di chiamata LC*. È da notare che in queste centrali occorre un accorgimento per attirare l'attenzione delle operatrici: infatti mentre la caduta degli avvisatori a cartellino è rumorosa ed attira l'attenzione, l'accensione delle lampadine è silenziosa. Allora per non obbligare

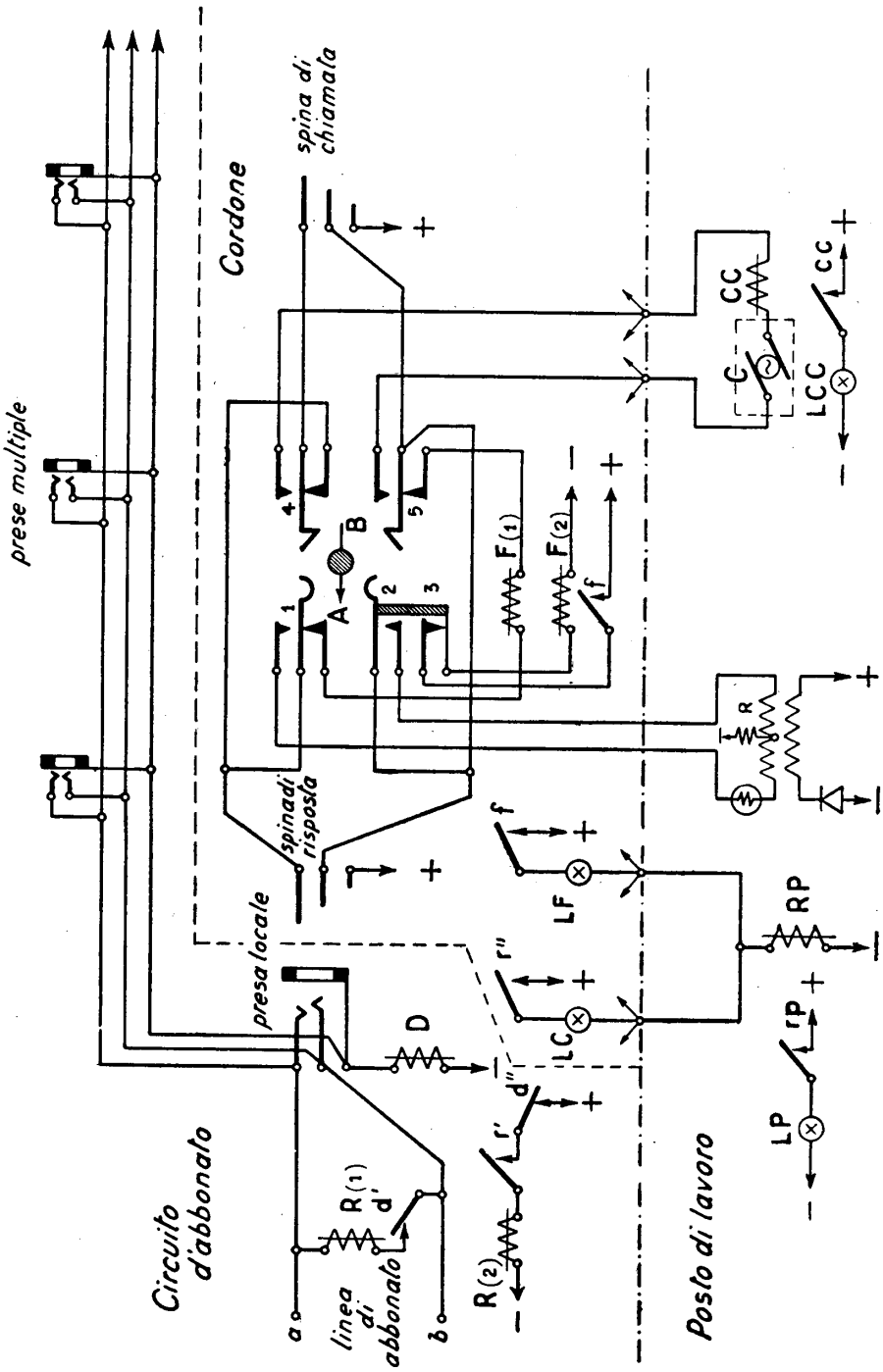


Fig. 76 – Centrale a batteria locale a lampadine.

le operatrici a tenere gli occhi sempre fissi sul campo delle lampade si fa in modo che quando si accende una qualunque delle lampadine di chiamata, si accenda anche una grossa lampada, unica per il posto di lavoro, detta *lampada pilota LP*, posta proprio davanti all'operatrice.

Si vede nello schema come tutte le *LC* ricevano la corrente attraverso ad un relè, unico per il posto di lavoro, *RP* (detto relè pilota) il quale, a sua volta, accende la lampada *LP*. Quando l'operatrice risponde introducendo la spina, viene provocata l'eccitazione di *D* (relè disgiuntore) il quale, a sua volta, fa cadere *R* (aprendo il contatto *d''*) e quindi si spegne *LC* ed anche *LP* (se non vi sono altre chiamate). Il segnale di fine viene ricevuto da *F* (*1*), *F* si eccita e chiudendo il contatto *f* provoca l'eccitazione dell'altro suo avvolgimento *F* (*2*); per cui *F* si mantiene stabilmente eccitato, ed accende *LF* finchè l'operatrice non abbassa la chiave di conversazione verso *A*. In tal modo essa si inserisce sulla linea e controlla se gli abbonati abbiano veramente finito la conversazione; contemporaneamente, per l'apertura del contatto *3* della chiave, viene tolta corrente all'avvolgimento *F* (*2*); *F* cade ed *LF* si spegne.

Come si vede tanto *R* che *F* (i quali sono collegati nel circuito in luogo degli avvisatori a cartellino), sono inseriti in modo che una volta eccitati anche per brevissimo tempo, essi rimangono stabilmente attratti; lo scopo è ottenuto con i due avvolgimenti, uno di *eccitazione* ed uno di *tenuta*; il relè viene eccitato dal passaggio di una prima corrente, anche di brevissima durata, attraverso l'avvolgimento di eccitazione, e si mantiene a spese della batteria annessa alla centrale attraverso l'avvolgimento di tenuta, finchè non intervenga l'interruzione del circuito di questo secondo avvolgimento.

In questa centrale al generatore magnetico a mano, quanto mai scomodo per l'operatrice, è stato sostituito un alternatore *C* che dà corrente di chiamata avente le medesime caratteristiche (75 V, 25 Hz). Quando l'operatrice chiama un abbonato, nella posizione *B* della chiave, la corrente prodotta da *C* percorre un relè di controllo *CC*, questo si eccita ed accende la lampadina di controllo della chiamata *LCC*. Se la linea dell'abbonato chiamato fosse interrotta, la corrente di chiamata non potrebbe circolare e non potrebbe accendersi *LCC*, avvertendo così l'operatrice del guasto.

È da notare come, avendo abolito il contatto di rottura della presa, la funzione di esso (che è quella di escludere l'indicatore di chiamata quando l'operatrice risponde infilando la spina) sia stata assunta dal relè *D* il quale compie tale funzione aprendo il proprio contatto di riposo *d'*.

Si vede anche chiaramente come funzioni la prova dell'occupato. Quando una presa è occupata, tutti gli anelli delle prese sono messi al positivo dal corpo della spina infilata. Quando un'operatrice tocca con la punta della sua spina l'anello di una presa qualunque, si forma il seguente circuito: positivo della batteria, corpo della spina, anello della presa occupata, multiplazione del terzo filo, anello della presa multipla in cui si fa la prova, punta della spina, contatto *1* della chiave *A* (che è abbassata a sinistra in posizione di conversazione) ricevitore dell'operatrice, secondario della bobina d'induzione, resistenza *R* posta al centro di questa, negativo.

Il ricevitore viene così attraversato da corrente ed emette il ticchettìo caratteristico che indica linea occupata.

Dalla stessa figura si vede anche come nel multiplo in parallelo non vi sia differenza tra la presa locale e quelle multiple e la prima possa essere situata in un punto qualunque della multiplazione. Si nota ancora come la linea d'abbonato che fuori della centrale è a *due fili*, in centrale diventi a *tre fili*, in cui il terzo filo (detto anche filo *c*, per distinguerlo dai fili di linea, detti *a*, *b*) è appunto il *filo di prova*.

Come vedremo in seguito, tale disposizione è fondamentale e si riproduce in tutti i circuiti di commutazione.

Le manovre per la commutazione, nella centrale della fig. 76, si svolgono come nel tipo di centrale a cartellini.

IV. Sistemi a batteria centrale.

47. Caratteristiche dei sistemi a B. C. — Nei sistemi a B. L., come si è visto, il microfono dell'apparecchio d'abbonato è alimentato da una batteria di pile (due o tre elementi in serie) posta presso l'apparecchio stesso.

Nei sistemi detti a *batteria centrale* (B. C.) tali *batterie* di abbonato sono abolite e l'alimentazione viene inviata a tutti gli apparecchi da un'unica grossa batteria, posta in centrale, attraverso ai fili di linea. Come si è visto nella descrizione degli apparecchi d'abbonato a B. C., la corrente di alimentazione proveniente dalla centrale, non circola nel microfono continuamente, ma soltanto quando l'abbonato deve conversare, ossia quando il microtelefono è staccato dal gancio: la chiusura del circuito di alimentazione avviene quindi automaticamente alzando il microtelefono. Tale proprietà è stata sfruttata facendo sì che la chiusura del circuito di alimentazione produca automaticamente il *segnale di chiamata* in centrale, e l'apertura dello stesso (quando l'abbonato riappende) produca, del pari automaticamente, il segnale di fine in centrale.

Quindi l'apparecchio d'abbonato risulta (come si è visto) grandemente semplificato, essendo abolite le pile ed il generatore magneto elettrico; inoltre risultano semplificate le manovre da parte dell'abbonato: quest'ultimo non ha che da alzare il microtelefono per parlare e da riagganciarlo quando ha finito.

L'introduzione del sistema a B. C. ha quindi portato grandi vantaggi economici e tecnici:

a) costo dell'apparecchio ridotto alla metà circa;

b) eliminazione della manutenzione alle pile, che richiede periodiche visite al domicilio degli abbonati;

c) rapidità di servizio: il segnale di chiamata viene inviato istantaneamente quando l'abbonato distacca e così pure il segnale di fine quando riattacca. Nei sistemi a B. L., molti abbonati trascurano di inviare il segnale di fine; ne consegue che molti cordoni rimangono inutilmente occupati dopo che la conversazione è terminata: ciò non succede col B. C.;

d) segnalazione automatica in centrale dei guasti di linea (corti circuiti o terre).

Quest'ultimo vantaggio ha, come contropartita, l'inconveniente che il B. C. è molto più sensibile del B. L. ai guasti di linea: infatti una terra su un filo di linea impedisce che la corrente di alimentazione giunga all'apparecchio d'abbonato.

Inoltre il B. C. ha, nei riguardi del B. L., lo svantaggio fondamentale di tutti i sistemi centralizzati: un guasto alla batteria della centrale si ripercuote su tutti gli abbonati.

Tuttavia tali svantaggi sono poca cosa in confronto al progresso che il B. C. rappresenta e quindi oggi tutti i grandi o medi impianti manuali (ove ancora esistono) sono a B. C., mentre il B. L. è conservato negli impianti rurali (che hanno linee d'abbonato lunghe) oppure in quelle reti che richiedono rapidità di impianto e poca manutenzione: militari, minerarie, di emergenza, ecc.

48. Ponti di alimentazione a B. C. — Il fatto che tutti gli apparecchi di abbonato debbano essere alimentati da un'unica batteria, ossia che siano metallicamente collegati ai morsetti della stessa batteria, impone di usare degli accorgimenti per impedire che le conversazioni abbiano a disturbarsi reciprocamente o, come si dice, ad interferire.

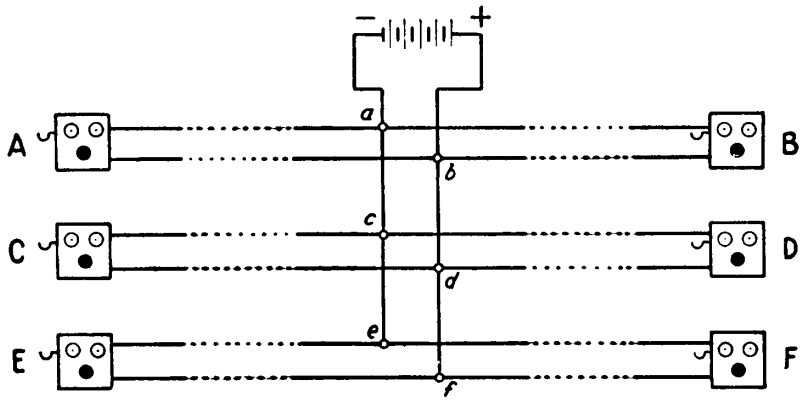


Fig. 77 – Collegamento diretto di abbonati alla batteria.

Immaginiamo, infatti, che fra le coppie di abbonati (vedi fig. 77) *A B*, *C D*, *E F*, si svolgano contemporaneamente tre conversazioni, essendo i sei apparecchi tutti alimentati dalla batteria centrale: usando la disposizione indicata è evidente che, attraverso il collegamento di batteria, *A* non risulta collegato soltanto con *B* ma anche con *C*, con *D*, ecc. e quindi la sua conversazione sarebbe udita anche da *C*, *D*, ecc.

Perchè il servizio possa svolgersi occorre ottenere che la *corrente continua di alimentazione* possa fluire dalla batteria verso *tutti* gli apparecchi collegati, mentre la *corrente vocale microfonica* di ciascun circuito di conversazione non possa passare da un circuito di conversazione all'altro.

Questo scopo è ottenuto alimentando gli apparecchi non con collegamento semplice ai morsetti della batteria (come indicato nella fig. 77) ma attraverso *un ponte di alimentazione.*

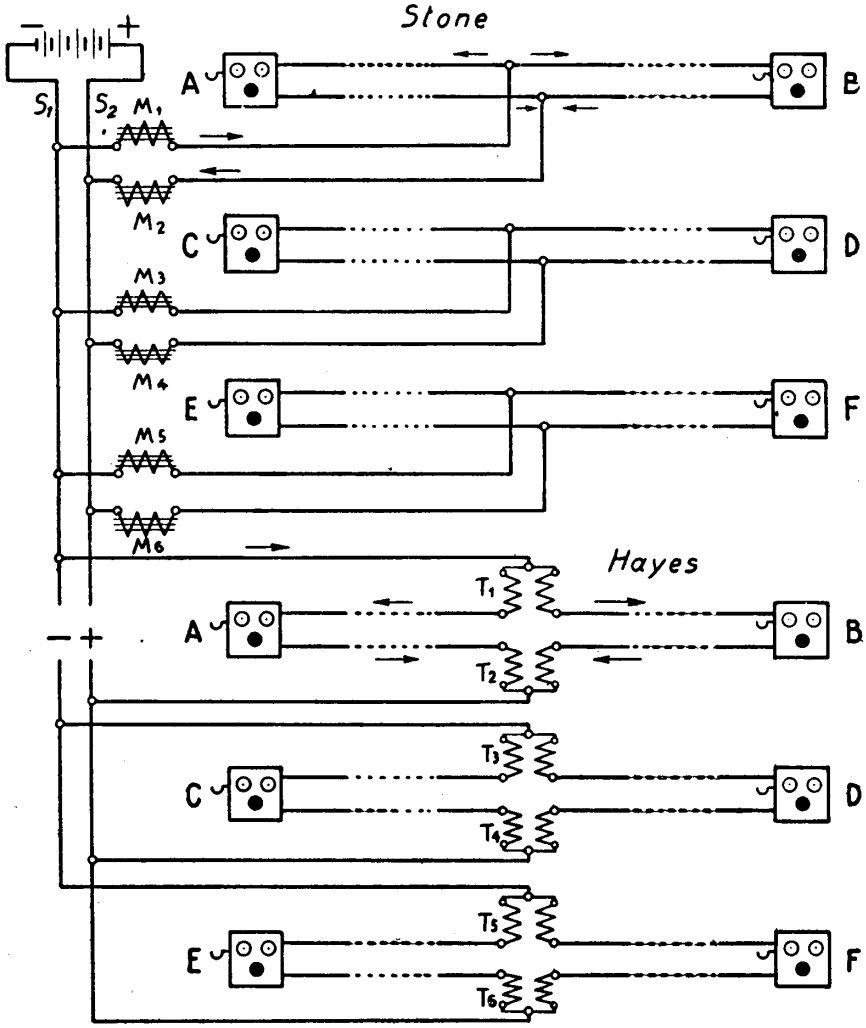


Fig. 78 – Ponti di alimentazione Stone ed Hayes.

Ve ne sono di tipi diversi; descriviamo brevemente i due principali, ai quali tutte le varianti possono riportarsi.

a) *Ponte Stone* (fig. 78 *a*). — Il collegamento di ciascun circuito di conversazione ai morsetti della batteria avviene attraverso impedenze a nucleo di ferro

aventi *bassa resistenza ohmica* ed alta impedenza alle correnti vocali. Si vede che la corrente continua passa attraverso all'impedenza M_1, si biforca in *a*, alimenta *A* e *B*, ritorna per *b* ed M_2 alla batteria; e così per gli altri tre circuiti.

Invece le correnti di conversazione tra *A* e *B* sono *bloccate* dalle impedenze M_1 ed M_2 e da *a* e *b* non possono passare nelle sbarre di alimentazione S_1 S_2. In tal modo è evitata ogni possibilità di interferenza delle conversazioni.

b) *Ponte Hayes* (fig. 78 *b*). — Al centro di ogni circuito di conversazione, e precisamente in ogni cordone, si trovano due trasformatori (detti comunemente *traslatori*) i cui avvolgimenti hanno bassa resistenza ohmica e forte impedenza alle frequenze vocali.

La corrente continua di alimentazione proveniente dal morsetto negativo di batteria arriva al traslatore T_1, si biforca, alimenta *A B*, ritorna per T_2 al morsetto + e così via per gli altri due circuiti.

Le correnti variabili generate dal microfono di *A* si trasmettono per induzione attraverso agli avvolgimenti di T_1 e T_2 a *B*, ma non possono propagarsi nelle sbarre S_1 S_2 a causa della forte impedenza di T_1 e T_2.

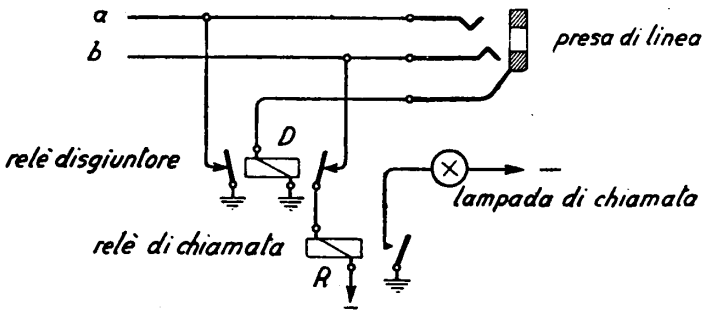


Fig. 79 – Circuito di linea a B. C.

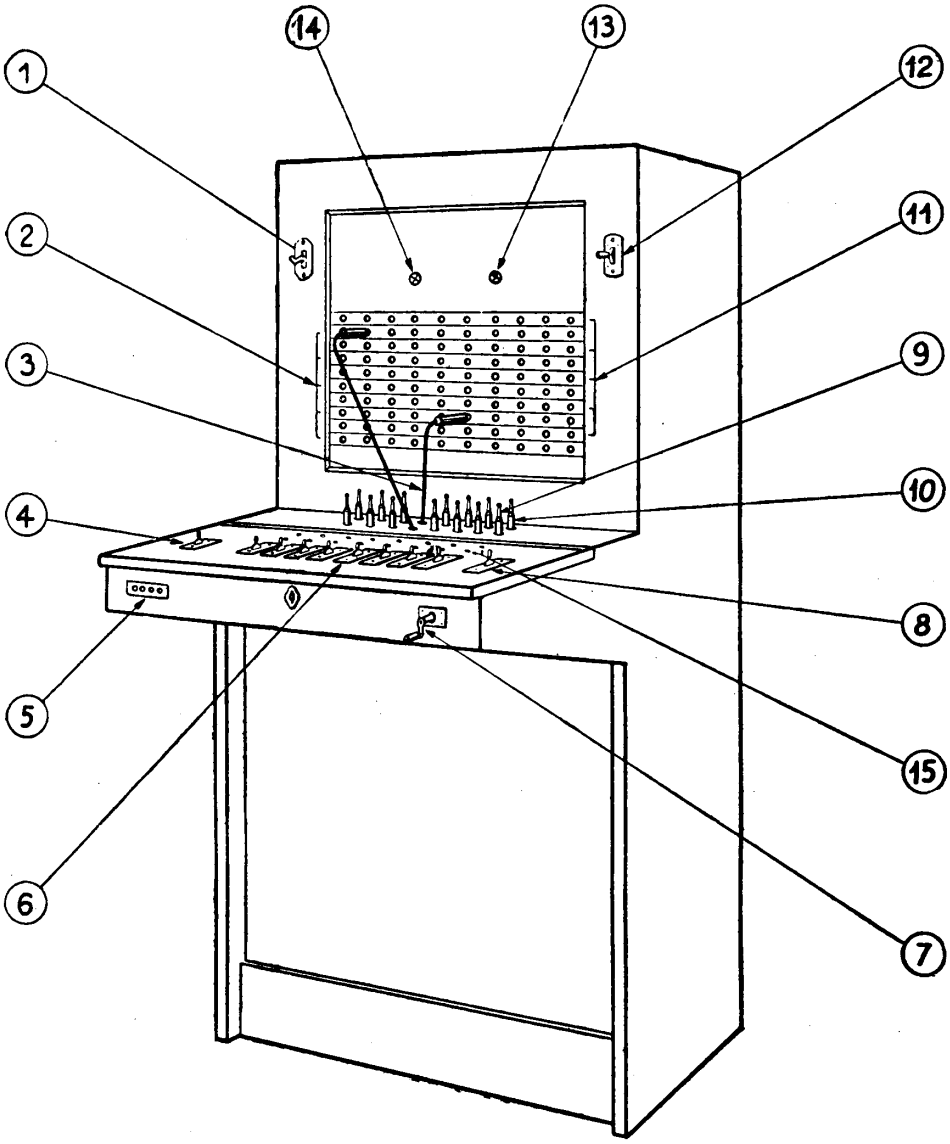
49. Piccole centrali a B. C. — Lo schema differisce dalla tavola Standard per i seguenti particolari.

a) *Circuito della presa di abbonato.* Risulta dalla fig. 79. Il sollevamento del microtelefono provoca la chiusura del circuito microfonico e di linea e quindi l'attrazione di *R* e l'accensione della lampada di chiamata.

Inserendo la spina (di cui il corpo è collegato al polo — della batteria) l'operatrice prolunga la linea sul bicordo, e provoca insieme il funzionamento di *D* ed il rilasciamento di *R*. La lampada di chiamata si spegne.

b) Il *circuito dei bicordi* è del tutto uguale a quello già dettagliatamente esaminato della centrale B. L. a lampadine, ed il funzionamento identico. Non ci dilungheremo pertanto su ciò.

c) In quanto all'aspetto esteriore (fig. 80), è simile al tavolo Standard. Le striscie di prese sono alternate a striscie di lampade, ed ogni lampada di chiamata risulta così associata alla rispettiva presa.



1 – Gancio dell'apparecchio di operatrice.
2 – Strisce delle prese di linea.
3 – Bicordo con spine di chiamata e di risposta.
4 – Chiave di richiamata.
5 – Presa quadrupla di operatrice.
6 – Chiavi di conversazione.
7 – Generatore a manovella di riserva.
8 – Chiave di inclusione del generatore di chiamata.
9 – Spine di risposta.
10 – Spine di chiamata.
11 – Lampade di chiamata.
12 – Chiave della suoneria di notte.
13 – Lampada supervisione fine.
14 – Lampada supervisione chiamata.
15 – Lampade di fine.

Fig. 80 – Centralino a B. C.

Le lampade di fine sono disposte sul piano, ed associate a ciascun bicordo e chiave del cui circuito fanno parte.

Si noti la presenza del generatore magnetico, per riserva della chiamata nel caso in cui l'alternatore di centrale abbia a guastarsi. Per la chiamata viene in molti casi usata in questi centralini la corrente alternata 46÷50 Hz della rete luce.

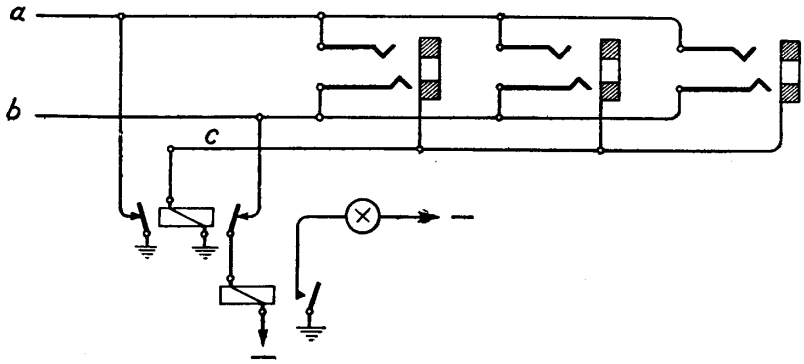


Fig. 81 – Circuito di linea a B. C. multiplo.

50. Circuito di linea a B. C. multiplo. — È il medesimo per tutti i tipi di centrale, che differiscono principalmente per lo schema del bicordo.

La fig. 81 non abbisogna di particolare illustrazione.

Nei paragrafi seguenti illustreremo alcuni schemi di centrali multiple a B. C.

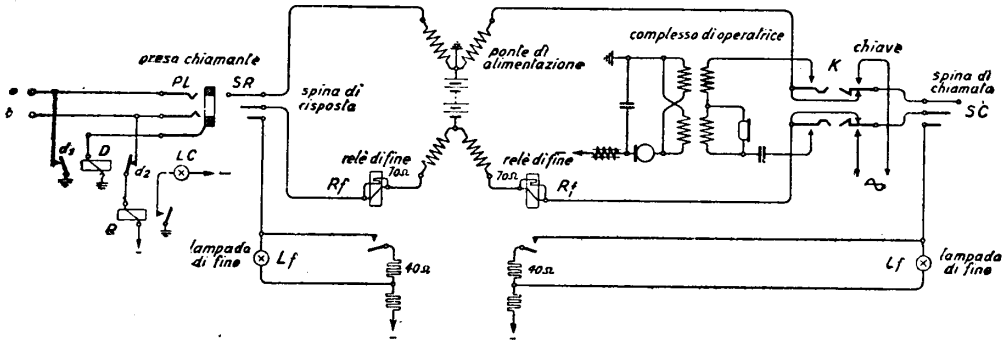


Fig. 82 – Bicordo Western.

51. Centrale a B. C. Western (fig. 82). — Quando l'abbonato chiamante (quello di sinistra) distacca il ricevitore, nell'apparecchio viene shuntato il condensatore del ramo suoneria (fig. 41) e stabilito il circuito microfonico per la corrente continua. In centrale ogni abbonato è dotato di due relè (detti *di linea*): il *relè di chiamata R* ed il *relè disgiuntore D*. Il relè di chiamata *R* si eccita attraverso al seguente circuito:

1) $\neg$, R, d_2, filo b, apparecchio, filo a, d_1, $+$ (messo alla terra); si accende la lampadina di chiamata LC per la chiusura del contatto di R. L'operatrice, allora, infila la spina SR nella presa locale Pl. Si ha il seguente circuito:

2) —, resistenza, Lf, corpo della spina, anello di Pl, D, $+$; D si eccita ed aprendo i suoi due contatti di riposo d_1, d_2, apre il circuito 1), per cui R cade ed LC si spegne.

Contemporaneamente l'apparecchio è alimentato attraverso al ponte di alimentazione (Hayes) che si vede nel cordone.

La corrente di alimentazione che attraverso la spina circola sulla linea, percorre il relè Rf il quale si eccita e chiude il proprio contatto di lavoro: ne segue che la lampada di fine Lf è shuntata dai 40 ohm e *non si accende*. L'operatrice abbassa la chiave K in posizione di conversazione (a sinistra) e parla con l'abbonato chiamante. Quindi essa, *dopo aver fatto la prova* (nel modo ormai noto) infila la spina Sc nella presa multipla dell'abbonato chiamato. Il disgiuntore D attira per un circuito analogo al 2), ed i contatti di D, aprendosi, tolgono dalla linea dell'abbonato chiamato il collegamento di batteria che disturberebbe la chiamata.

Contemporaneamente Lf (lampada di fine) si *accende* perchè, non essendo attratto Rf, la lampadina non è shuntata.

L'operatrice, manovrando la chiave K verso destra, chiama.

Quando l'abbonato risponde, la corrente di alimentazione circola sulla linea, Rf si eccita, chiude il proprio contatto ed Lf si spegne avvertendo così l'operatrice che l'abbonato chiamato ha risposto. L'operatrice allora rialza la chiave e la conversazione ha luogo, mentre ambedue le lampadine di fine sono *spente*.

Quando i due abbonati riappendono, si interrompono i rispettivi circuiti di alimentazione, cadono i rispettivi relè di fine Rf e si *accendono* le rispettive lampade di fine Lf.

È da notare che i due relè di fine Rf sono shuntati da due resistenze ohmiche di 70 ohm per permettere il transito della corrente di conversazione che non potrebbe attraversare i relè stessi a causa della loro notevole impedenza.

A differenza di quanto succede nel B. L. la linea di abbonato è tenuta permanentemente collegata alla batteria; in particolare il filo b al negativo ed il filo a al positivo: è quindi evidente che un corto circuito sulla linea, oppure una *terra* che tocchi il filo b, produce l'accensione stabile del segnale di chiamata, ciò che permette all'operatrice di segnalare immediatamente il guasto. È questo uno dei pregi più notevoli del sistema a B. C.

52. Altri esempi di centrali a B. C. — Esaminiamo altri due schemi di bicordo, più che altro allo scopo di mostrare le molteplici soluzioni che in telefonia possono escogitarsi per un medesimo problema tecnico, soluzioni all'atto pratico equivalenti ed adottate spesso da case costruttrici diverse per giustificare diversità nei brevetti.

Nella fig. 83 si ha lo schema del bicordo *Kellogg*. Il ponte di alimentazione è a condensatori (traslazione ad accoppiamento capacitivo delle correnti vocali) e bobine di induzione. Di fatto queste bobine (che hanno il già spiegato compito di

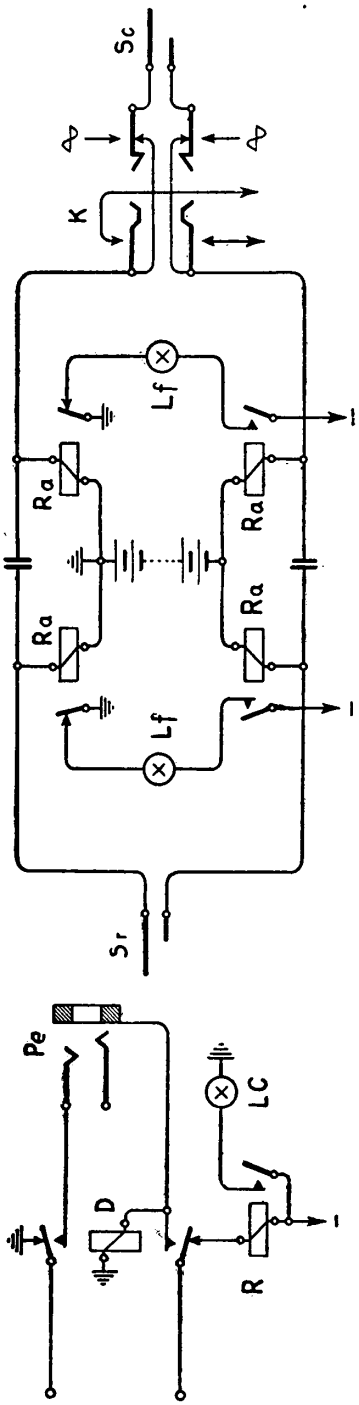


Fig. 83 – Bicordo Kellogg.

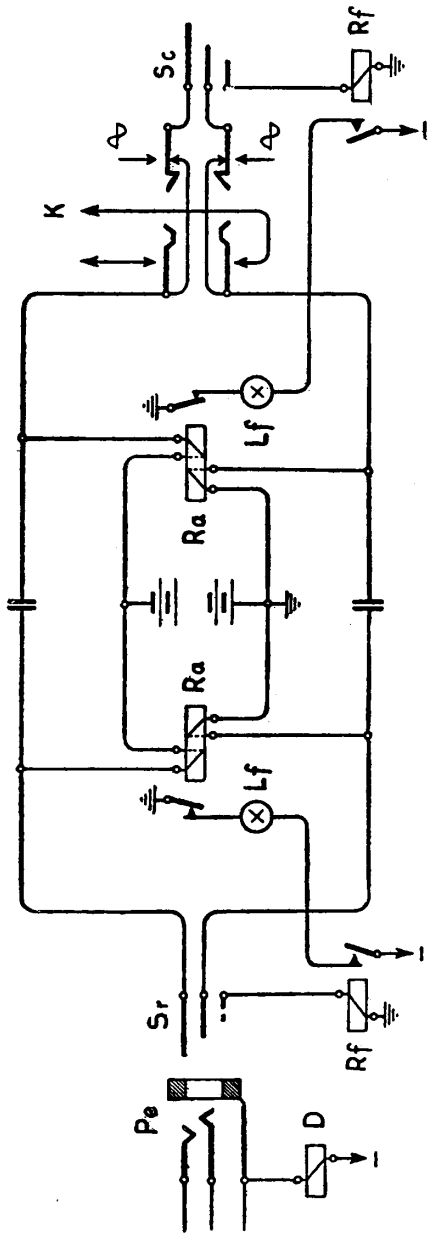


Fig. 84 – Bicordo Thomson-Houston.

opporre un ostacolo al passaggio delle correnti di conversazione da un collegamento di abbonato all'altro) sono gli avvolgimenti di 4 relè di alimentazione R_a, i quali si eccitano durante la conversazione; quando gli abbonati riappendono il microtelefono rimangono eccitati solo gli R_a del filo *b* attraverso il relè *D*, provocando l'accensione delle lampade di fine *Lf*.

La semplicità di questo bicordo è importante per il minimo numero di guasti che si manifestano in esercizio. Soprattutto il fatto di avere spine e cordoni a 2 conduttori è vantaggioso, perchè il massimo numero di guasti in una centrale manuale va imputato ad interruzione dei conduttori nell'interno dei cordoni.

La fig. 84 indica ancora un'altra disposizione nel bicordo Thomson-Houston. Lo schema non abbisogna di illustrazione.

53. Centrale celere a B. C. — La tendenza della tecnica telefonica è sempre stata quella di accelerare le manovre, riducendo i tempi di lavoro ed eliminando i tempi perduti. Benchè il B. C. rappresenti già un notevole progresso sul B. L. in questo senso, si è reso il B. C. ancora più rapido cogli accorgimenti che seguono:

1) Quando le prese locali (colle relative lampadine di chiamata) sono divise a gruppi, sezione per sezione, come abbiamo visto finora, può avvenire che alcune chiamate debbano attendere perchè le due o tre operatrici della sezione interessata sono occupate, mentre altre operatrici libere in altre sezioni non possono dare aiuto.

A questo si è rimediato multiplando non soltanto le prese, ma anche le lampade di chiamata in tutta la centrale. In tal modo qualunque operatrice può rispondere a qualunque chiamata di abbonato.

2) La prova dell'occupato, fatta colla punta della spina, richiede fatica e tempo da parte dell'operatrice. Ogni presa di abbonato viene pertanto munita di una lampadina di occupato; tutte le lampadine di occupato si accendono contemporaneamente quando una spina qualunque è infilata in una qualunque delle prese multiple.

3) Anche la chiamata dell'abbonato, fatta coll'apposita chiave, richiede impiego di tempo da parte dell'operatrice: viene dunque abolita la chiave e la chiamata si svolge automaticamente e periodicamente non appena l'operatrice abbia infilato la spina di chiamata, e finchè l'abbonato non risponda.

È da notare che i perfezionamenti indicati rendono la centrale più costosa; ma poichè essi permettono un servizio più rapido, si raggiunge per contro un'economia negli organi (minor numero di cordoni e di posti di lavoro a parità di servizio reso) nonchè un'economia di esercizio (minor numero di operatrici).

Tali economie compensano della maggior spesa prima accennata, cosicchè in definitiva si può dire che la centrale celere permetta un miglior servizio allo stesso costo o, addirittura, con minor costo.

Si osservi ora lo schema della fig. 85. Quando l'abbonato distacca il ricevitore si eccita il relè di chiamata *L* attraverso: filo *a* di linea–apparecchio–filo *b*–contatto *d''*-terra. Il contatto *l* si chiude ed accende contemporaneamente tutte le lampadine di chiamata *LC* in parallelo. La prima operatrice libera risponde infilando

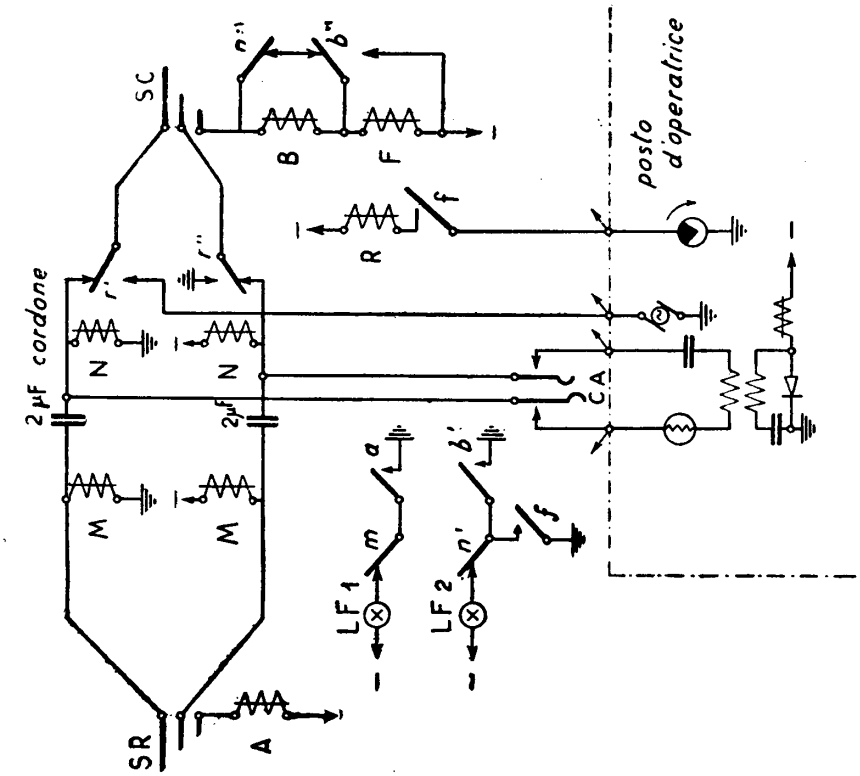


Fig. 86 – Centrale celere a B. C. - Circuito di bicordo.

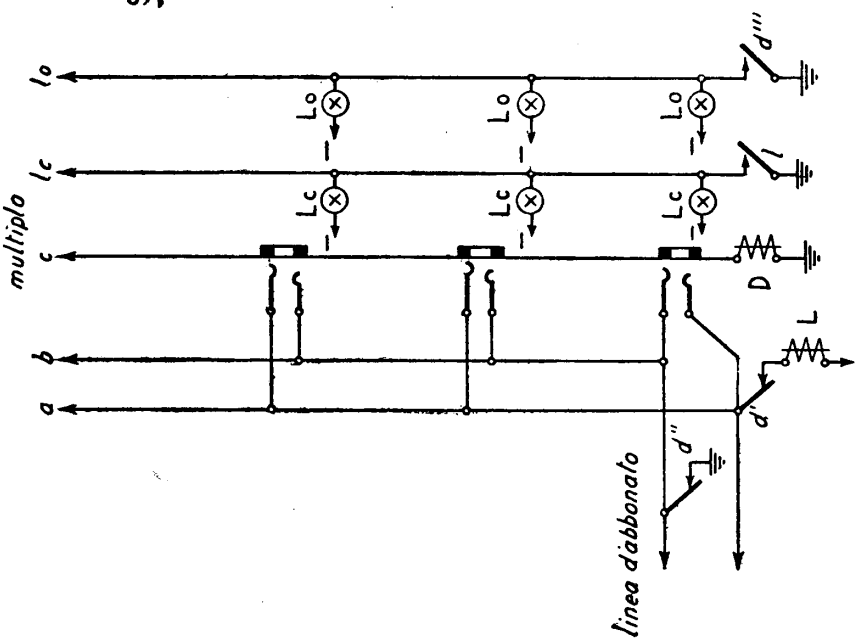


Fig. 85 – Centrale celere a B. C. - Circuito di linea e multiplo.

una spina *SR* in una qualunque delle prese multiple. Si eccita allora (fig. 86) tanto il relè *A* della spina quanto il disgiuntore *D*: per l'apertura dei contatti di riposo *d'* e *d''* il relè *L* viene diseccitato e le lampadine di chiamata si spengono, mentre si accendono tutte in parallelo le lampadine di occupato *LO* per la chiusura di *d'''*

È da notare che le lampadine di chiamata, in generale, hanno la calotta bianca, mentre quelle di occupato l'hanno rossa: quindi le operatrici non hanno più da fare la prova dell'occupato, basta che osservino se la lampada rossa che è sotto ad ogni presa è accesa oppure no.

Con l'infissione di *S R* si eccita anche il relè *M* del bicordo, i cui due avvolgimenti costituiscono il ponte di alimentazione verso l'abbonato chiamante (sistema Stone); infatti la corrente di alimentazione percorre il circuito: negativo – relè *M* – spina – presa – filo *b* – apparecchio – filo *a* – relè *M* – terra. Si noti che la lampada di fine LF_1 non si accende perchè *a* è chiuso, ma *m* è aperto.

L'operatrice conversa con l'abbonato chiamante manovrando la chiave *C A*, e quindi (se la corrispondente lampada rossa è spenta) infila la spina *SC* nella presa dell'abbonato chiamato (che, naturalmente, è identica a quella dell'abbonato chiamante).

Attraverso il corpo della spina *SC* si eccita il relè *D* dell'abbonato chiamato e si accendono quindi tutte le L_0 di questo; si eccita anche il relè *F* della spina. *F* chiude col proprio contatto il circuito di lavoro del relè *R*, collegandolo ad un interruttore periodico che gli dà terra ogni 10'' per circa 2''. *R* quindi si eccita periodicamente e, a mezzo di *r'* ed *r''* invia la corrente di chiamata all'abbonato chiamato.

Quando quest'ultimo risponde, si eccita *N* il quale costituisce il ponte di alimentazione per esso; allora, aprendosi *n''*, viene tolto il corto circuito a *B* che si eccita, e mediante *b''* mette a sua volta in corto circuito *F*, che cade.

Caduto *F*, *R* non si può più eccitare e la chiamata viene interrotta. I due abbonati conversano attraverso ai due condensatori posti sul cordone (traslazione elettrostatica).

Quando l'abbonato chiamante riappende cade *M* e (poichè *A* è attratto) si accende la lampadina di fine LF_1; quando anche l'abbonato chiamato riappende, cade *N* e (poichè anche *B* è attratto) si accende LF_2. Allora l'operatrice leva le spine, cadono *A* e *B* e le due lampadine di fine si spengono.

Si noti che i relè *M* ed *N* funzionano tanto da *ponti di alimentazione* quanto da *relè di fine*, ed i due condensatori sono posti sul cordone appositamente per separare il circuito di funzionamento dell'uno da quello dell'altro (esempio analogo al bicordo Kellogg di fig. 83).

54. Tavoli multipli a B. C. — La fig. 87 mostra il prospetto di una centrale manuale a B. C., completa nei suoi particolari.

Si notino i primi due posti di lavoro (da sinistra) destinati al servizio urbano; i due posti a destra sono destinati al servizio interurbano. Nella parte superiore di ogni pannello sono disposte le strisce di prese multiple, in quella inferiore le strisce di prese locali, alternate a strisce di lampade di chiamata. In basso sono le due lam-

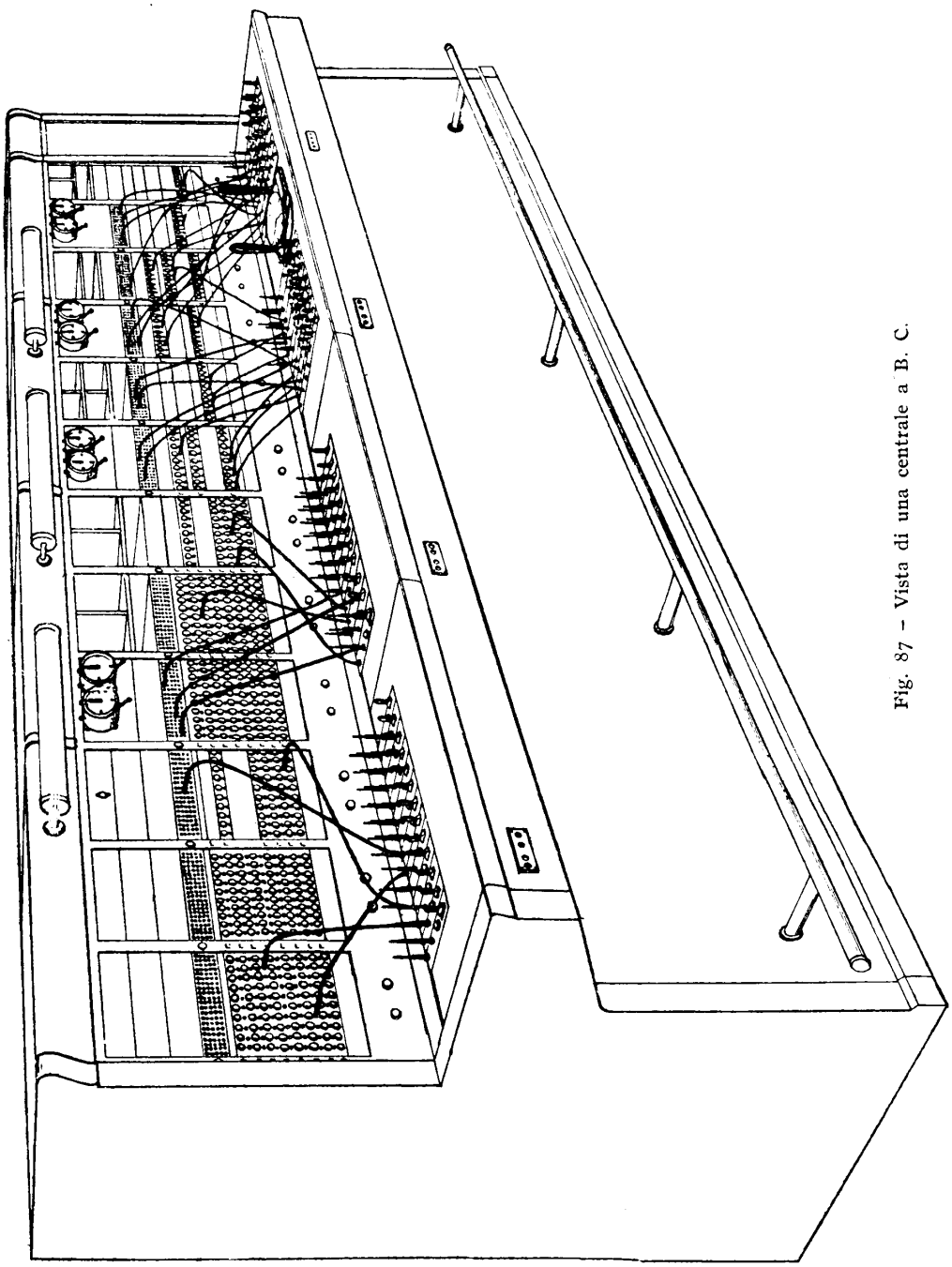


Fig. 87 – Vista di una centrale a B. C.

pade di supervisione (chiamata e fine). La capacità è per 210 abbonati, ma può essere estesa a 300. Con l'aggiunta di altri tavoli, si può arrivare, occupando col multiplo gli scomparti che appaiono disponibili, fino a 900 abbonati.

Dal numero esiguo di bicordi occupati si può rilevare che la centrale è raffigurata in un momento di traffico basso; gli altri bicordi sono a riposo, sul piano orizzontale.

A sinistra in basso si nota la presa quadrupla del complesso di operatrice.

V. Centrali interurbane.

55. Organizzazione del servizio di centrale. — Le centrali interurbane sono, come abbiamo già accennato, a servizio manuale. Torna perciò acconcio farne seguire una breve trattazione allo studio delle centrali manuali, in quanto le differenze fra centrali urbane e centrali interurbane si limitano a particolarità strutturali dovute al diverso servizio da disimpegnare.

Premettiamo alcuni cenni sull'organizzazione delle centrali interurbane. Per il fatto che le linee interurbane debbono essere utilizzate al massimo, si è già spiegato come il servizio sia (salvo eccezioni che indicheremo più oltre) del tipo *differito*. Le comunicazioni devono perciò essere *prenotate* e ciò può farsi in due modi:

a) con la prenotazione indiretta o centralizzata;

b) con la prenotazione diretta.

Secondo il primo sistema si fanno affluire le chiamate degli abbonati ad un *tavolo di prenotazione*, nel quale le impiegate addette si limitano a prendere nota degli estremi della comunicazione (abbonato chiamato e chiamante, ora della richiesta; tipo della richiesta: ordinaria, urgente, ecc.) e ad inoltrare l'apposito modulo verso la centrale interurbana vera e propria.

Nel secondo sistema la prenotazione viene direttamente ricevuta dalle operatrici interurbane. In questo secondo caso bisogna ancora distinguere due possibilità:

1) le linee interurbane sono suddivise fra le varie operatrici, ciascuna delle quali è addetta ad uno o più circuiti (in numero generalmente non superiore a 5, a seconda dell'importanza delle linee, della loro lunghezza e del volume di traffico che si deve convogliare). Allora le chiamate degli utenti affluiscono ad un *tavolo di distribuzione*, le cui addette si limitano a domandare quale sia la località richiesta e ad inoltrare, a mezzo di apposita linea di giunzione, ogni singola comunicazione al posto di lavoro ove fa capo la linea domandata. Qui l'operatrice interurbana riceve ed annota gli estremi della richiesta che, nell'ordine di accettazione, viene messa in turno;

2) le linee interurbane sono tutte multiplate in tutti i posti di lavoro. Non occorre allora il tavolo intermediario di distribuzione, e le operatrici possono tutte rispondere ad una qualunque chiamata e sbrigarla, in modo analogo a quanto abbiamo visto nella centrale celere urbana.

Nella centrale organizzata secondo il primo sistema, che è quello fondamentale, generalmente seguito fino qualche anno fa e tuttora largamente in uso, i ta-

voli di prenotazione si trovano nella medesima sala del commutatore interurbano, od anche in altra sala contigua. I moduli o *cartellini*, con i dati della richiesta di comunicazione, vanno (nelle centrali di proporzioni medie e grandi) prima ad un *tavolo di classificazione*, dove vengono suddivisi per direzioni, corrispondentemente alla distribuzione delle linee nei vari posti di lavoro. Fra tavolo di prenotazione e tavolo di classificazione, il passaggio dei cartellini avviene, nelle grandi centrali, a mezzo di nastro continuo trasportatore, e dal tavolo di classificazione l'inoltro ai posti di lavoro è fatto con tubi pneumatici, che rapidamente trasferiscono a destinazione i cartellini. L'operatrice li riceve e li mette in turno, evadendoli l'uno dopo l'altro.

A conversazione effettuata l'operatrice completa il cartellino con i dati della durata (numero di unità) e dell'ora in cui la conversazione ha avuto luogo (ovvero con la causale della mancata effettuazione) e, sempre a mezzo di tubo pneumatico o di altro sistema rapido, trasmette il cartellino al *tavolo di raccolta*. Qui i cartellini vengono classificati e predisposti per la contabilità che verrà effettuata dagli uffici amministrativi.

In questo sistema, l'operatrice addetta ad una o più linee determinate si occupa non solo del traffico uscente dalla centrale ma anche di quello entrante. Si usa talora, quando il volume di traffico è grande ed il numero di linee adeguato, specializzare i circuiti fra due località, utilizzandone una parte per una direzione, l'altra parte per la direzione contraria. Non conviene tuttavia dividere tutte le linee in due gruppi rigidamente distinti, perchè il traffico delle due direzioni non sempre risulta uguale, e, comunque, raramente si ha il massimo delle richieste nella stessa ora in entrambi i sensi. In tale caso un gruppo di circuiti può utilmente venire in soccorso delle richieste. Si usa perciò limitare la specializzazione ad una parte delle linee, lasciando alle altre un compito misto per il traffico in entrambe le direzioni.

L'operatrice compila, sulle linee più importanti, un cartellino anche per le conversazioni entranti, a scopo di controllo della registrazione principale, effettuata di norma dalla centrale di partenza e posta alla base della contabilizzazione degli addebiti all'abbonato chiamante.

Nelle centrali interurbane principali (di distribuzione e di transito) deve essere smaltito ancora il traffico delle *comunicazioni di transito*, per le quali deve essere operato il collegamento fra due linee interurbane. Poichè le prese relative fanno capo in generale a due posti di lavoro diversi, i tavoli devono disporre di linee di servizio, ovvero di prese multiple a mezzo delle quali si possa operare il raccordo. Nelle grandi centrali le comunicazioni in transito si fanno affluire a posti di lavoro appositi, dove sono multiplate tutte le linee e più facilmente può essere operata l'interconnessione.

Poichè il collegamento di due o più linee interurbane in serie risulta spesso troppo attenuato a causa dell'eccessiva lunghezza e delle perdite di energia nel punto di giunzione, i posti di lavoro per i transiti dispongono, nelle centrali moderne, di bicordi « amplificati », che (come vedremo a suo tempo, n° 269) compensano l'eccessiva attenuazione a mezzo di amplificatori termoionici.

Nelle centrali a *sistema celere*, la base di tutto il servizio è la grande disponibilità di linee. Pertanto questo sistema viene realizzato solo in quei casi in cui il volume del traffico sia tale da permettere la realizzazione conveniente del collegamento senza attesa. Tale è il caso delle linee, per es., che si irradiano da Milano verso la provincia ed i principali centri della Lombardia, per cui a Milano si hanno, simultaneamente, una centrale interurbana principale, dalla quale si effettuano le comunicazioni di tipo differito sulle linee nazionali ed internazionali, ed una centrale *celere* per il servizio senza attesa.

Disponendosi di un cospicuo numero di circuiti per ogni destinazione, nella centrale celere si ha la suddivisione del traffico nelle due direzioni.

Una parte del commutatore è adibita al traffico in partenza (uscente), e ad esso fanno capo direttamente gli abbonati chiamanti. Le operatrici ricevono tutte, contemporaneamente, la segnalazione di una chiamata d'abbonato a mezzo di lampada multiplata in tutte le sezioni, e la prima operatrice libera risponde infiggendo una spina di risposta nella presa corrispondente. Annotati gli estremi della comunicazione l'operatrice (che dispone di un multiplo di tutte le linee interurbane uscenti) stabilisce senz'altro la comunicazione senza che l'abbonato lasci l'apparecchio. Se al momento nessuna linea si trova disponibile (il che, nella centrale celere, deve avvenire solo eccezionalmente, e tutt'al più nell'ora di massimo traffico) il cartellino viene inviato a posti di lavoro specializzati per il traffico differito e messo in turno per essere evaso appena possibile.

Il traffico in arrivo nelle centrali interurbane, siano esse di tipo ordinario oppure « celeri », può essere inoltrato in differenti maniere all'abbonato chiamato.

In Italia vige il criterio di precedenza delle chiamate interurbane su quelle urbane. Ciò è giustificato dall'alto costo del servizio interurbano e ha l'unico difetto di interrompere una eventuale conversazione urbana in corso. Altrove (Inghilterra, Svizzera) si preferisce lasciare all'abbonato chiamato, nel caso in cui lo si trovi occupato in una conversazione urbana, la scelta fra il proseguimento di questa e l'interruzione per far luogo alla comunicazione interurbana. La operatrice, in questo caso, si include e domanda l'autorizzazione di interrompere la conversazione in corso per stabilire la comunicazione interurbana.

Infine in alcuni paesi (Stati Uniti) il traffico interurbano non ha alcuna precedenza su quello urbano, ed una chiamata interurbana può essere effettuata solo se l'abbonato risulta libero.

Da noi il criterio della precedenza fa sì che l'operatrice interurbana deve potersi includere in ogni caso sul numero chiamato. Se la centrale urbana è di tipo manuale, l'operatrice interurbana non chiama direttamente l'abbonato perchè ciò richiederebbe la multiplazione di tutti gli abbonati urbani nelle sezioni del commutatore interurbano.

Si preferisce specializzare una o più sezioni del commutatore urbano, con funzioni di *tavolo intermediario*. Il tavolo intermediario dispone del multiplo degli abbonati urbani e di alcune linee di giunzione con i vari posti di operatrice interurbana. Quando una di queste vuole raggiungere un abbonato urbano, si mette

in comunicazione col tavolo intermediario e dichiara il numero desiderato. L'operatrice intermediaria opera il collegamento fra interurbana ed abbonato.

Se la centrale urbana è a servizio automatico può ancora aversi un tavolo intermediario a servizio manuale; tale sistema è peraltro superato rispetto a quello più moderno, consistente nel dotare ogni posto di lavoro interurbano di disco combinatore e di linee di collegamento con la centrale urbana automatica, per la chiamata diretta dell'abbonato. L'inserzione su di una comunicazione in corso costi-

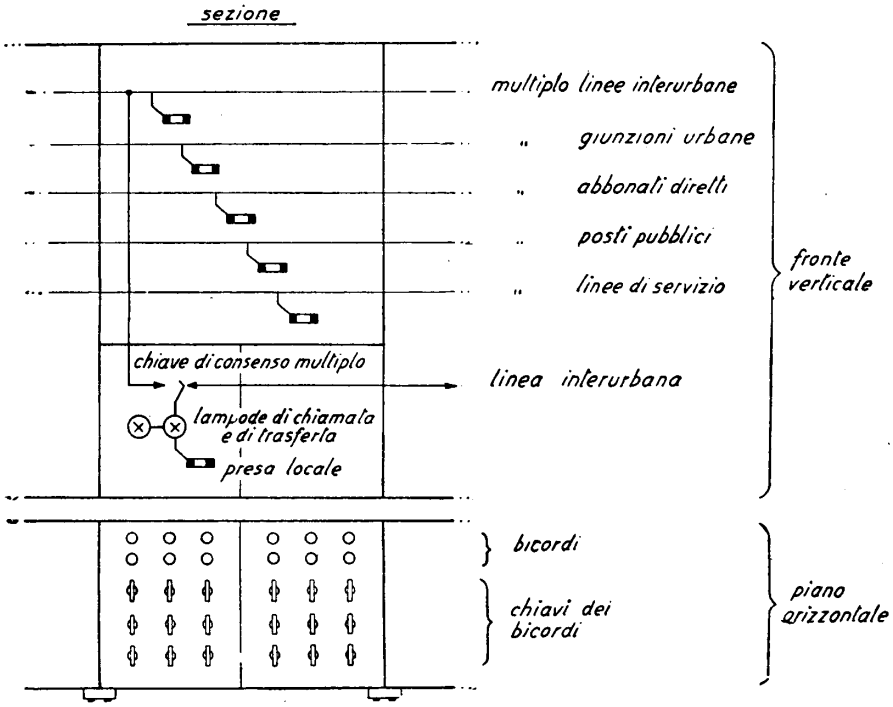


Fig. 88 - Schema del commutatore interurbano normale.

tuisce una speciale operazione (sblocco interurbano) che l'operatrice effettua (qualora riceva il segnale di occupato) con un apposito tasto. L'operazione si effettua così: l'operatrice si include e segnala (a voce, o mediante un segnale acustico) l'arrivo di una chiamata interurbana; dopo alcuni secondi opera lo sblocco, per cui la conversazione urbana cade e l'utente domandato risulta collegato al posto di lavoro interurbano ove viene eseguito il collegamento con l'abbonato lontano.

56. Commutatori interurbani. — Dopo quanto si è detto in merito al servizio che viene svolto dai commutatori manuali interurbani, è agevole dare ragione delle varianti strutturali rispetto ai tavoli manuali per servizio urbano.

Tavolo interurbano a servizio differito (figg. 88 e 89). — Come nelle centrali manuali comuni si hanno « sezioni », generalmente a due posti di lavoro. Il fronte (verticale) dei tavoli porta:

inferiormente le prese e relative lampade di chiamata (sistema a B. L. con relè di chiamata) delle linee interurbane facenti capo alla sezione (da una a dieci, in media 3); associata a ciascuna presa una chiave di consenso (vedi oltre);

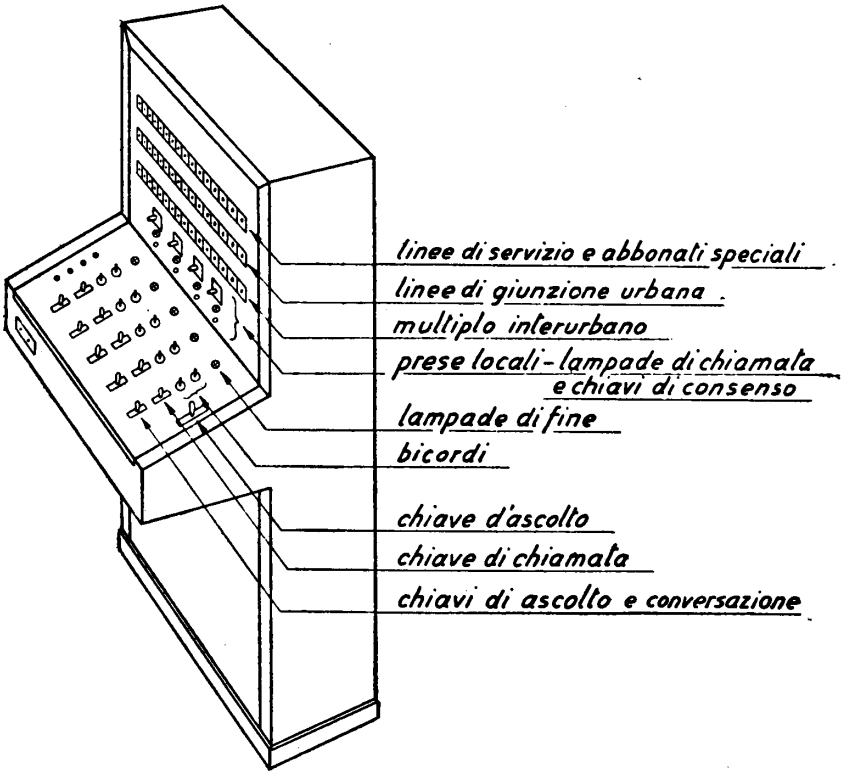


Fig. 89 - Posto di lavoro interurbano (vista).

superiormente il multiplo delle linee di giunzione con l'urbana, delle linee speciali (abbonati diretti, posti telefonici pubblici), delle linee interurbane e delle linee di servizio.

La presenza del multiplo delle linee interurbane è dovuta al seguente motivo (fig. 90).

Ogni linea interurbana, oltre che alla propria presa locale, fa capo ad una *chiave di trasferta* o di *consenso multiplo*. Quando un'operatrice per effettuare un transito abbisogna di una linea facente capo ad altro posto di lavoro, fa richiesta della linea stessa, a mezzo di un collegamento di servizio, all'operatrice addetta,

la quale, con la manovra della chiave di consenso trasferisce il circuito interurbano, dalla presa alla quale normalmente fa capo, al multiplo; in tal modo la prima operatrice può effettuare, dalla corrispondente propria presa multipla, il transito servendosi di un bicordo.

Nel piano orizzontale si trovano:

tanti bicordi (coppie di spine e cordoni) quante sono le linee interurbane facenti capo alla sezione, più o uno o due di scorta;

tre chiavi associate a ciascun circuito di bicordo interurbano: chiave di chiamata, chiave di sezionamento, chiave di ascolto e conversazione.

In alto sul fronte si trovano disposti gli organi di controllo della durata della conversazione, detti *cronoscopi*. Si tratta di orologi speciali aventi un qua-

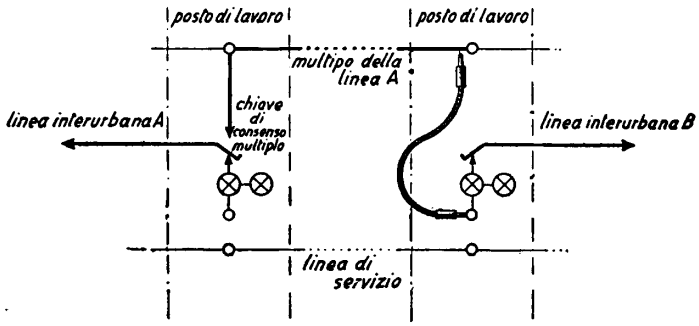


Fig. 90 – Circuito del servizio a consenso multiplo.

drante con le divisioni di tre in tre minuti. L'unica freccia, partendo in alto dallo zero, segna *tre* minuti primi a destra, *sei* in basso, *nove* a sinistra, *dodici* in alto (giro completo).

L'inizio del movimento si ottiene a mano muovendo una levetta in basso del cronoscopio. Trenta secondi prima della fine di ogni unità (tre minuti) il cronoscopio chiude il circuito di una lampadina; l'operatrice può in tal modo preavvisare, includendosi nel circuito, dell'avvicinarsi della fine, in modo che i corrispondenti si possano regolare e salutarsi, ovvero proseguire per un'altra unità.

Nel centro del piano orizzontale, fra le due operatrici di una sezione, è disposto un altro orologio di controllo, più complesso, detto *calcolografo*.

Il calcolografo presenta due fessure e due leve. L'operatrice introduce nella prima fessura il cartellino all'inizio della conversazione ed abbassando apposita leva stampa sul rovescio del cartellino l'ora di inizio. Alla fine, introduce di nuovo il cartellino nella seconda fessura e manovra la leva corrispondente: viene stampata l'ora della fine e quindi, per differenza, si può ricavare la durata della comunicazione, che servirà per l'applicazione dell'addebito.

Completa il tavolo la presa quadrupla per il complesso di operatrice.

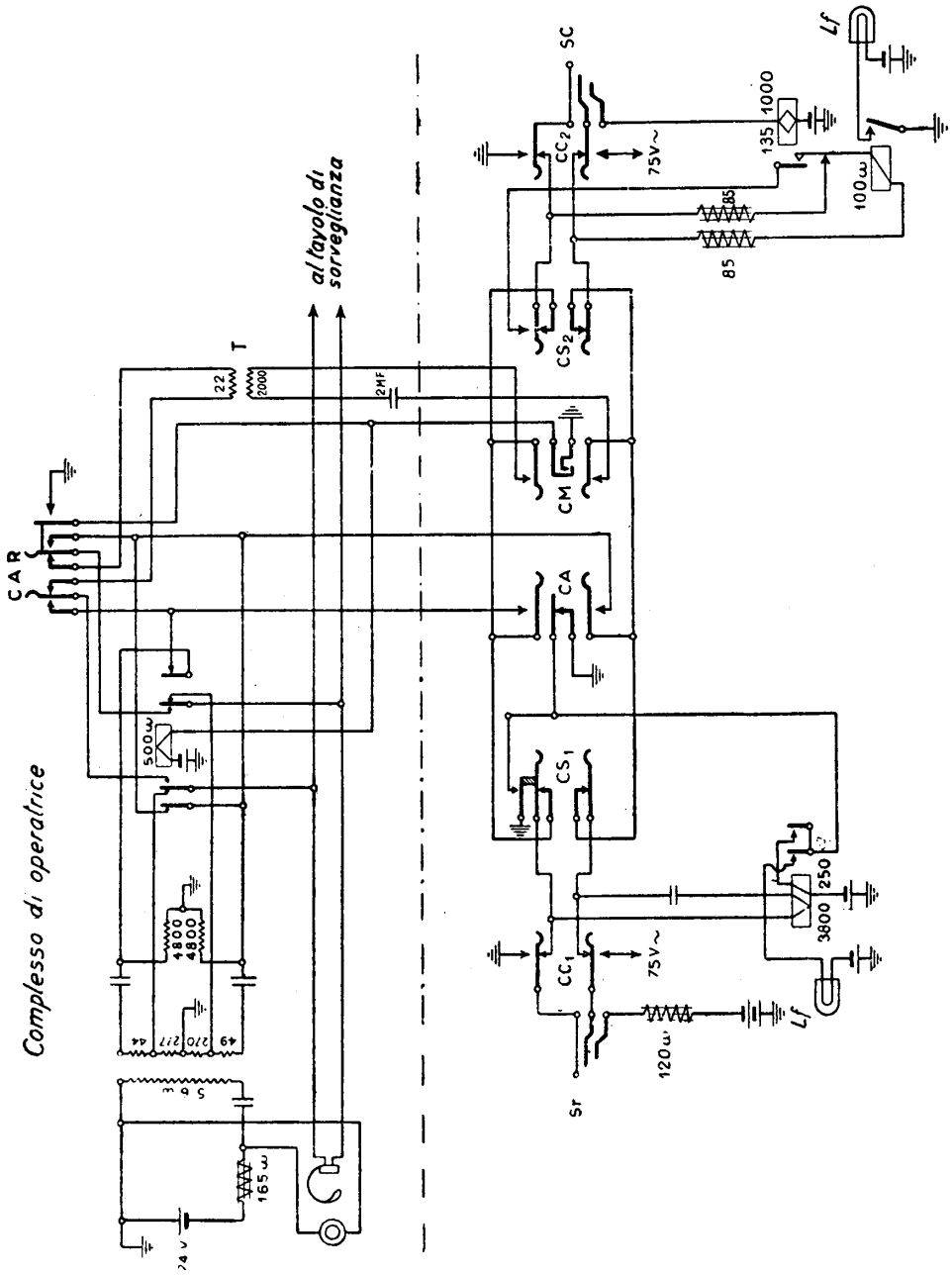


Fig. 91 – Circuito di operatrice e bicordo interurbano Western.

57. Esempi di schemi di centrali interurbane.

1) *Circuito del cordone interurbano* (fig. 91). — La spina di risposta è a tre terminazioni; il corpo è collegato al negativo della batteria per la polarizzazione delle prese multiple.

Al bicordo sono associate tre chiavi. La chiave principale *CA-CM* serve per l'ascolto e la conversazione. Spinta verso *CM* (destra) la chiave, con una molla speciale, dà terra ad un relè (500 ohm) associato al complesso di operatrice. Il relè attrae e collega il circuito di linea (molle esterne di *CM*) attraverso un traslatore *T* ad alta impedenza primaria (2000 ohm) al ricevitore del complesso di operatrice. L'operatrice può così controllare lo svolgimento della conversazione senza disturbarla (giacchè dal circuito è escluso il microfono) e senza derivare molta energia data l'alta impedenza del trasformatore interposto.

Se l'ascolto risulta troppo debole (in caso di lunghe linee interurbane non amplificate) l'operatrice mette la chiave *CAR*, associata al complesso, in posizione di lavoro (molle aperte). Viene allora escluso il traslatore, ed il ricevitore direttamente collegato ai fili di linea.

Con la chiave principale in posizione *CA* (sinistra) l'operatrice include tutto il complesso in derivazione sul circuito di linea e può conversare con uno dei due corrispondenti. Mediante la manovra della chiave *CS* di sezionamento (disegnata due volte per semplicità di schema) può essere escluso uno dei due corrispondenti: portando la chiave a sinistra (CS_1) viene escluso quello di sinistra; analogamente, la manovra a destra (CS_2) esclude il corrispondente di destra.

La chiave *CC* di chiamata (anch'essa rappresentata due volte) permette l'invio del segnale di chiamata verso sinistra (CC_1) o verso destra (CC_2).

Al bicordo sono associati i relè e le lampade di fine.

2) *Circuito di linea interurbana* (fig. 92). — La linea fa capo alla presa di linea del posto di lavoro in cui ordinariamente viene utilizzata. La chiave associata *K* (chiave di consenso multiplo della quale si è già parlato) permette però di utilizzare la linea su altri posti di lavoro, attraverso una multiplazione di prese (*Pm*), e su posti speciali di *concentrazione*, dove il traffico viene incanalato nelle ore di minore lavoro per risparmio di personale. Nella posizione centrale della chiave, il relè di chiamata *Rc* è derivato con un avvolgimento ad alta impedenza dai fili di linea. Una chiamata ne provoca l'attrazione, che permane per effetto di un contatto ed un avvolgimento di tenuta (250 ohm). Si accende la lampada *Lc*, che si spegne quando (analogamente a ciò che avviene nei tavoli manuali comuni) l'infissione della spina di risposta porta batteria sulla boccola della presa di linea, e provoca l'attrazione del relè disgiuntore *Rd*.

Per trasferire la linea sulle prese multiple l'operatrice abbassa la chiave (molle inferiori), provocando anche la chiusura del circuito di una lampada *Lm*. Questa lampada si spegne ogni qualvolta un'altra operatrice occupa una presa multipla e polarizza il filo *c* delle boccole; il relè *Rd* attira ed interrompe il circuito di *Lm*.

La posizione superiore della chiave *K* trasferisce ugualmente la linea sulle

prese multiple (di cui una installata al posto di concentrazione) ed il circuito del relè di chiamata alla lampadina Lc_1 di chiamata nel posto di concentrazione.

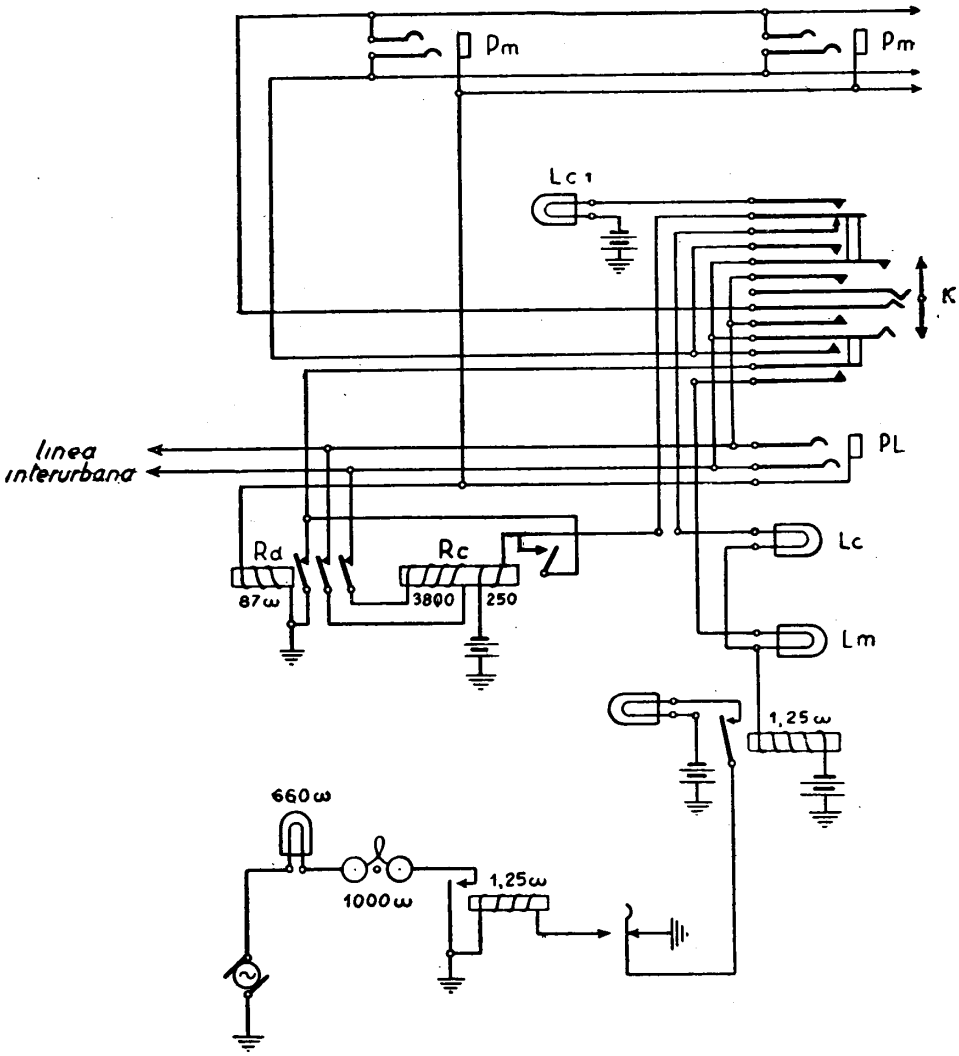


Fig. 92 – Circuito di linea e chiave di trasferta e concentrazione Western.

3) *Circuito di linea di servizio e monocordo per la trasferta interurbana* (figura 93). — Quando l'operatrice di un altro posto di lavoro infigge la propria spina in una presa del multiplo di servizio corrispondente al posto considerato in figura, la polarizzazione del filo *c* provoca l'attrazione del relè 120 ohm, e l'accen-

sione della lampada rossa associata al monocordo di servizio. L'operatrice sposta la chiave del monocordo verso sinistra e conversa con il posto di lavoro chiamante.

L'infissione della spina nella presa multipla di servizio provoca, viceversa, l'accensione della lampadina bianca (e di quella rossa nel posto di lavoro chiamato); quando la chiave viene manovrata verso destra l'operatrice conversa.

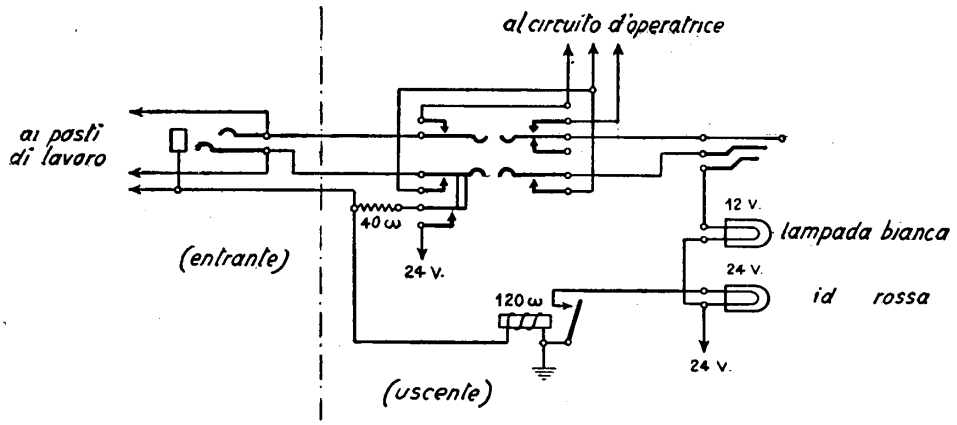


Fig. 93 – Circuito linea servizio e monocordo Western.

Gli esempi sopra riportati sono sufficienti a dare un'idea delle varie necessità che in un commutatore interurbano devono essere tenute presenti e degli schemi corrispondenti; tralasciamo pertanto altri esempi, con l'avvertenza che l'argomento è ben lungi dall'essere esaurito, specie per quanto si riferisce ai tavoli speciali adibiti nelle centrali a vari servizi importanti (segreteria, ricerca automezzi, ecc.).

VI. Impianti accessori di centrale.

58. Tavoli di sorveglianza. — Poichè dalle qualità e dall'attività delle operatrici dipende in sommo grado la bontà del servizio e, naturalmente, vi sono fortissime disparità dall'uno all'altro elemento, è necessario che le operatrici stesse possano essere, a loro insaputa, sorvegliate da persona di fiducia.

La sorveglianza nelle centrali urbane ed interurbane si eseguisce ascoltando tutto ciò che dice l'operatrice e controllando la prontezza o meno di questa nell'eseguire le manovre.

Tavoli di sorveglianza ve ne sono di vario tipo, di cui alcuni complicatissimi: non potendo dilungarci nella descrizione degli schemi basta ricordare che essi contengono essenzialmente, per ogni operatrice da sorvegliare:

a) una presa derivata sopra un avvolgimento speciale della bobina d'induzione del complesso d'operatrice. Attraverso tale avvolgimento la sorvegliante

può ascoltare tutto ciò che l'operatrice dice e riceve, senza produrre, nel circuito di quella, variazioni tali da svelare la propria presenza;

b) una lampadina derivata sulla lampada di chiamata pilota del posto di lavoro, per controllare se l'operatrice indugia a rispondere alle chiamate;

c) una lampadina derivata sulla lampada pilota dei segnali di fine, per controllare se questa tarda troppo a togliere le comunicazioni.

59. Tavolo esperimenti e prove. — Affinchè possano essere eseguite rapidamente le riparazioni che si rendono ogni tanto necessarie, la centrale è dotata di un tavolo che, con l'uso di adatti strumenti, permette la ricerca e l'individuazione dei guasti.

Nella fig. 94 è riportato l'esempio schematico dei collegamenti in uno di questi tavoli. Nella parte verticale del tavolo prova si ha un multiplo delle prese di abbonato; ad altre prese fanno capo circuiti di servizio. Sul piano orizzontale sono disposte delle spine ed alcune chiavi; l'inclusione dell'una o dell'altra permette di inserire, nel circuito dei monocordi, tensioni e strumenti vari per l'effettuazione delle varie prove.

Quando deve controllare una determinata linea l'operatore infigge una spina di prova nella presa relativa alla linea in parola.

Ecco la funzione delle varie chiavi:

Chiave 1 – inserisce il circuito di prova fra i due estremi (punta-anello) della spina n° 1.
» 2 – analogamente per la spina n° 2.
» 3 – mette in parallelo le due spine 1 e 2, quando si vogliano eseguire prove su due linee simultaneamente.
» 4 – inserisce la spina n° 3.
» 5 – esegue il sezionamento del circuito.
» 6 – esegue lo scambio dei due fili di linea fra di loro.
» 7 – permette di inviare un segnale di chiamata sulla linea in prova.
» 8 – collega a terra uno dei fili (l'uno o l'altro, con la manovra della chiave 6).
» 9 – inserisce un voltmetro e, con la manovra combinata delle chiavi 16 e 17 include od esclude una batteria di 100 o 30 volt.
» 10 – attraverso un relè collega uno dei due fili in prova ad un interruttore (sounder) che produce tensione pulsante a frequenza fonica.
» 11 – invia sul circuito una forte corrente a frequenza acustica (sirena) per l'invio di segnale attraverso il ricevitore dell'apparecchio (per il caso in cui l'abbonato si sia dimenticato di riagganciare).
» 12 – collega la linea al complesso di operatrice per il controllo della conversazione.
» 13 – inserisce un ponte di alimentazione microfonica (conversazione dell'operatrice).
» 14 – collega i fili in prova al quarto lato di un ponte di Wheatstone, per l'esecuzione di misure di resistenza, isolamento, localizzazione di guasti (n° 271).

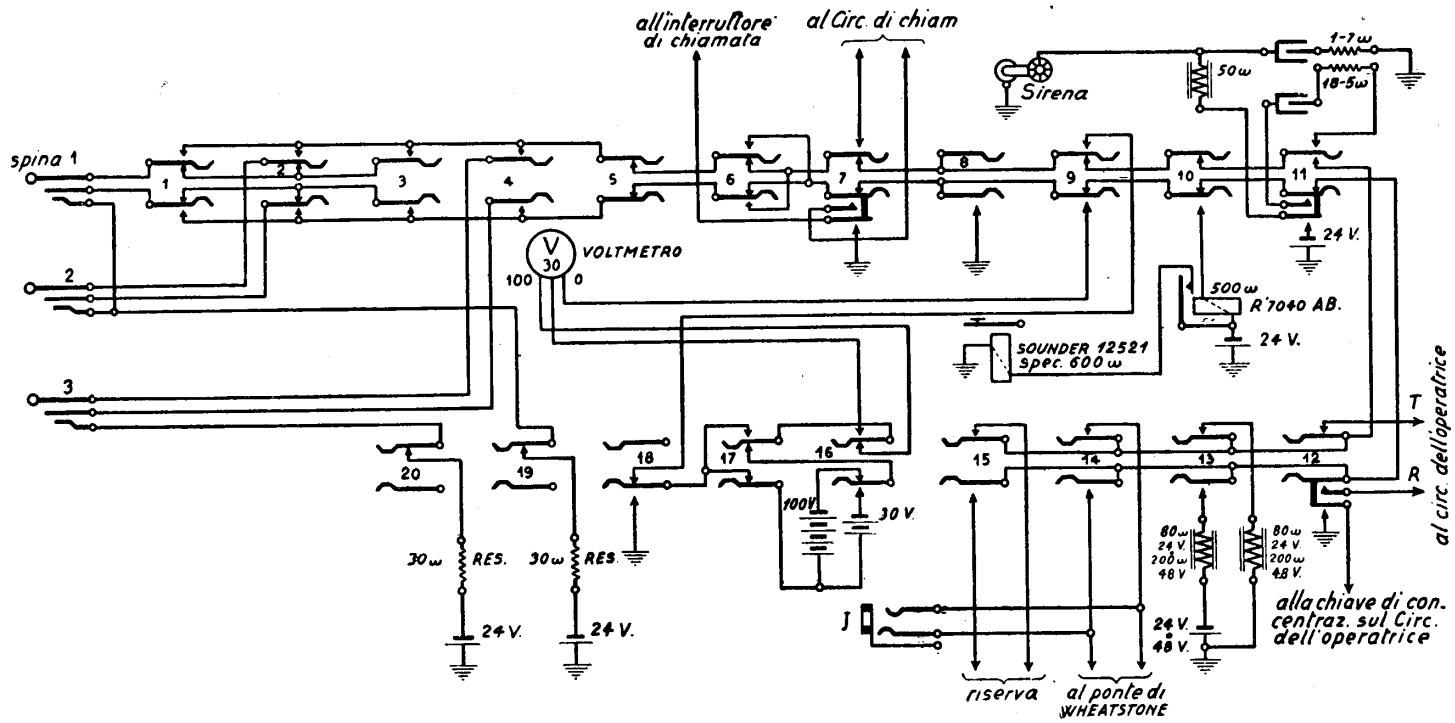


Fig. 94 – Circuito dei cordoni di prova sul tavolo esperimenti.

Chiavi 16-17 – servono per le varie inclusioni del voltmetro e delle batterie di prova, in combinazione con la chiave 9.
Chiave 18 – mette a terra uno dei terminali del voltmetro.
Chiavi 19-20 – permettono di disinserire la batteria di polarizzazione collegata al corpo delle spine di prova.

60. Ripartitore (fig. 95). — Come si è visto, nelle centrali manuali ordinarie ad ogni operatrice viene affidato un certo numero di abbonati chiamanti da servire, ossia di prese locali; questo numero varia da 50 a 200. In pratica però, non tutti gli abbonati hanno traffico uguale fra loro; anzi dall'uno all'altro vi possono essere differenze fortissime. Può quindi avvenire che vi siano forti disparità di carico fra un'operatrice e l'altra; nell'intento di evitare tali disparità, si procede ad una distribuzione equa delle linee fra i vari posti in modo da ottenere un certo equilibrio. A tale scopo si fa in modo che si possano spostare, da posto a posto, le prese locali con le relative lampadine di chiamata. Quindi, mentre le prese multiple rimangono fisse al posto loro assegnato dalla numerazione, le prese locali possono cambiare posizione a seconda del collegamento volante stabilito con trecciola al cosiddetto *ripartitore*.

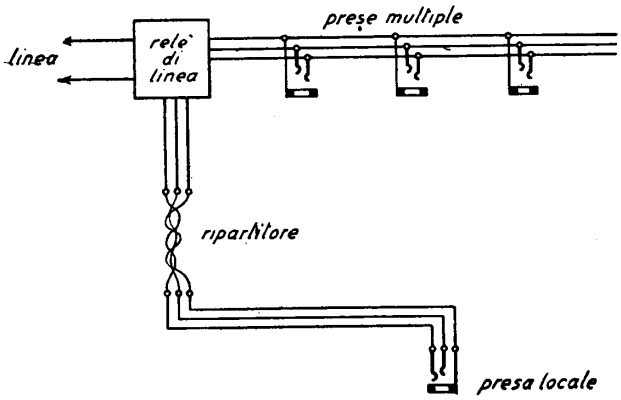


Fig. 95 – Ripartitore.

Tale organo è, nella parte costruttiva, simile ad un permutatore (n. 130); è costituito da un'incastellatura di ferri profilati, in forma di parallelepipedo, con due facce verticali. Entrambe le facce portano delle striscie isolanti con degli ordini di pagliette a saldare. Su uno dei fronti si portano a terminare le linee esterne, sull'altro le linee di collegamento ai tavoli. Il raccordo fra i due fronti è realizzato mediante *trecciola* flessibile di rame, isolata con materia tessile impregnata di vernice antigroscopica ed anticombustibile. Quando si vuole spostare una linea da un posto ad altro posto di lavoro, non si ha che dissaldare la trecciola di raccordo dal corrispondente blocchetto e saldarla al blocchetto che fa capo alla nuova posizione.

Il fascio di trecciole nell'interno del ripartitore è sostenuto e guidato da anelli metallici fissati all'intelaiatura.

I fili relativi ad ogni linea sono generalmente tre (*a*, *b*, *c*); ogni striscia di pagliette ha di solito la capacità di 20 terne.

61. Stazione di energia. — Lasciando da parte le centrali a B. L., nelle quali i complessi di operatrice e gli apparecchi di abbonato sono alimentati da pile, le centrali a B. C. e quelle a B. L. a lampadine richiedono una sorgente di c. c. di capacità corrispondente alla potenzialità della centrale ed all'intensità del traffico. Infatti tale sorgente di energia deve alimentare principalmente:

a) gli apparecchi di tutti gli abbonati e delle operatrici;

b) le lampadine di chiamata, fine ed occupato (se vi sono);

c) i relè.

È quindi evidente che il consumo di corrente sarà tanto maggiore quanto più grande è il numero degli abbonati, il numero delle conversazioni e la loro durata.

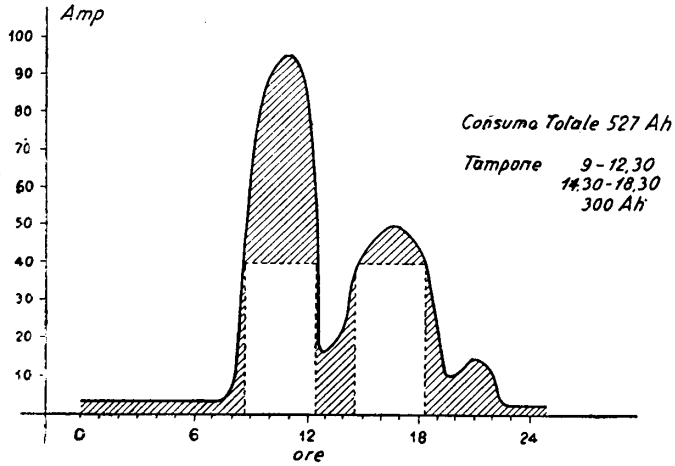


Fig. 96 – Diagramma del consumo di corrente in una centrale.

Il consumo varia continuamente durante la giornata: è massimo in generale dalle 10 alle 12 e dalle 14 alle 18 (ore in cui gli uffici sono in attività) minore nelle altre ore, nullo o quasi di notte (esempio nel diagramma di fig. 96).

Le tensioni usate nell'esercizio sono di 12 V, 24 V, 48 V, con preferenza per la seconda; la corrente è fornita da una batteria di accumulatori di capacità scelta secondo il bisogno (si va da 30 Ah per le piccole centrali fino a 2000 Ah e più per le grandi).

In generale le batterie sono due, da tenersi una in funzione ed una in ricarica, e la capacità di ciascuna è calcolata in modo da alimentare la centrale per 24 ore circa.

Le batterie vengono caricate a mezzo di gruppi convertitori rotanti (per le maggiori potenze), o con raddrizzatori a vapori di mercurio o a lampada termoionica o, più modernamente, ad ossidi metallici (negli impianti minori).

Un quadro manovra munito di inseritori e di istrumenti di controllo, serve ad eseguire le necessarie operazioni e misure (fig. 97).

La norma prima indicata di proporzionare la batteria al consumo di 24 ore della centrale, non è sempre seguita. Infatti essa innanzi tutto può portare (per gli impianti maggiori) a capacità molto grandi e quindi all'installazione di batterie molto costose come impianto ed esercizio; inoltre così facendo tutta la corrente di alimentazione deve passare per la batteria. Ora, se si pensa che le batterie hanno un rendimento, in generale, non superiore all'80 %, ciò porta ad uno spreco che

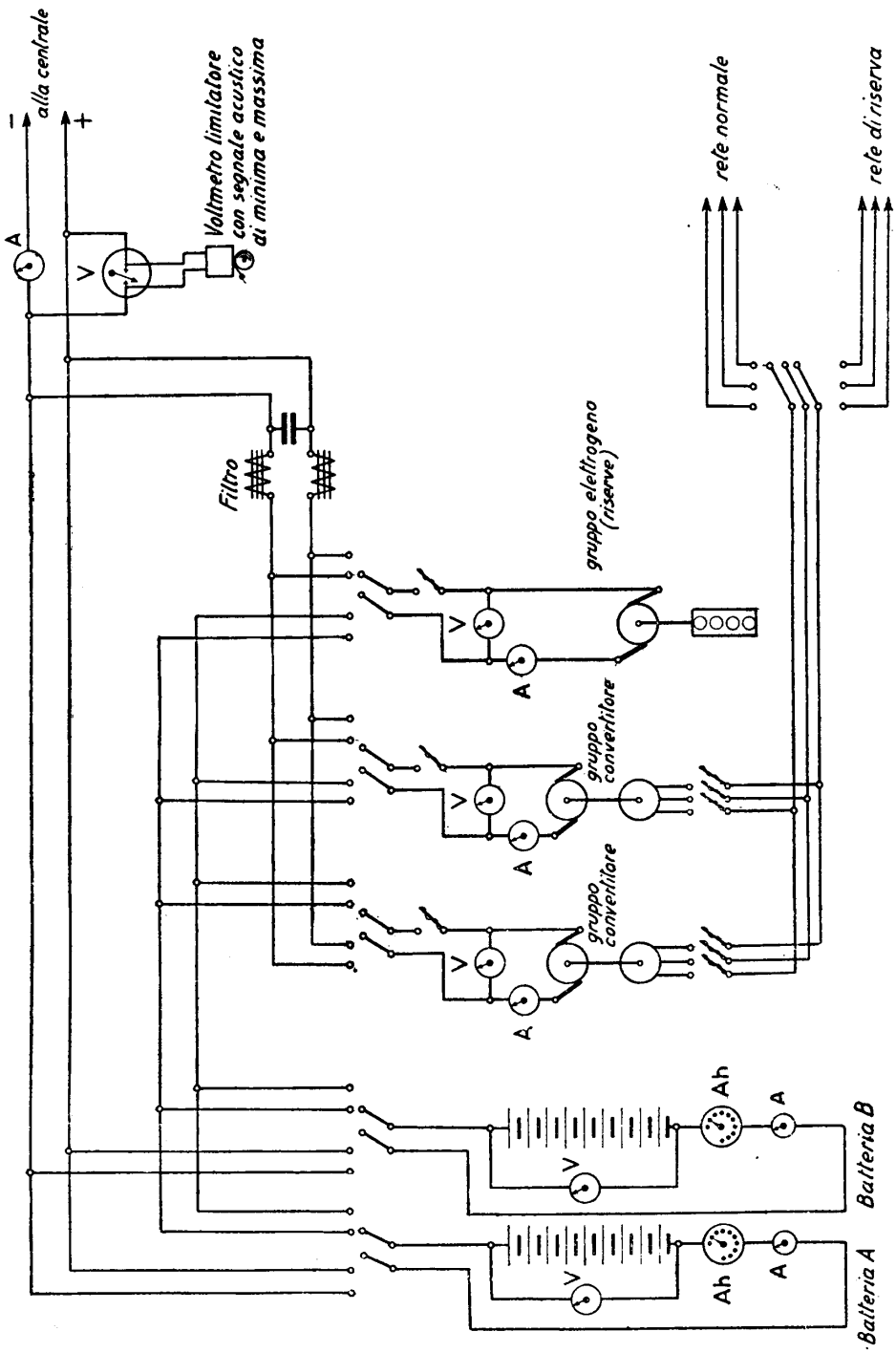


Fig. 97 – Stazione di energia.

occorre limitare. Si usa quindi alimentare la centrale parzialmente in *tampone*, ossia facendo funzionare il raddrizzatore od il gruppo convertitore in parallelo colla batteria che alimenta la centrale. In tal modo una parte della corrente necessaria è fornita direttamente dal convertitore senza interessare la batteria; questa deve far fronte ad un'erogazione minore e quindi può essere proporzionata di minor capacità. La capacità in questo caso può essere ridotta a quanto basti per alimentare la centrale, in caso di interruzione della rete stradale, per il tempo necessario a mettere in funzione la riserva.

Il funzionamento in tampone pone quindi due problemi capitali:

1) *La riserva.* — Poichè la capacità della batteria è tenuta limitata e, in generale, non può assicurare il funzionamento della centrale che per poche ore (6÷10 al massimo), è necessario prevedere un generatore termico (in generale a benzina) di potenza adeguata.

Il gruppo generatore può non essere necessario quando si disponga di un collegamento ad una rete di energia stradale diversa da quella normale, essendo difficile in tempi normali che ambedue risultino contemporaneamente inattive.

2) *La regolazione della tensione.* — Poichè il consumo della centrale (carico) varia continuamente, se l'erogazione del generatore è costante, ne conseguiranno delle continue variazioni di tensione alle sbarre di alimentazione della centrale. Ora, la tensione non deve, in generale, subire variazioni che oltrepassino il 5÷6 %; in caso contrario il funzionamento degli organi di centrale può divenire irregolare. Quindi è necessario eseguire una regolazione dei generatori agendo sui reostati delle dinamo e sui regolatori dei raddrizzatori.

Tale regolazione può essere fatta a *mano*, seguendo le indicazioni di un *voltmetro limitatore* che fa funzionare un allarme (luminoso od acustico) ogni qual volta la tensione raggiunga i limiti (inferiore o superiore) stabiliti.

Modernamente la regolazione viene eseguita *automaticamente*. Uno dei regolatori automatici più usati è il regolatore a *colonna di carbone* (fig. 98).

Tale regolatore sfrutta la proprietà che possiede la resistenza ohmica di una colonna di dischi di carbone, di *diminuire* progressivamente se la colonna viene *compressa* e di *aumentare* se la colonna viene *decompressa*. La colonna di carbone è inserita al posto del reostato di eccitazione della dinamo; detta colonna è tenuta compressa a fondo da una molla, ma può essere decompressa progressivamente ad opera di un magnete collegato ai morsetti della dinamo. È ovvio che quando la tensione della dinamo tende ad elevarsi, il magnete tende ad aumentare la propria azione ed a decomprimere la colonna: questa aumenta di resistenza e tende a riportare la tensione della dinamo al valore iniziale. La regolazione delle varie parti è fatta in modo da mantenere la tensione, per le più ampie variazioni del carico, entro i limiti del ± 0,5 %.

3) *Il controllo dello stato di carica della batteria.* — Durante il funzionamento a tampone, a seconda delle variazioni del carico, la batteria cede corrente o ne riceve; il suo stato di carica varia quindi continuamente in modo, in generale, non prevedibile. Allo scopo di controllare in continuazione lo stato di carica onde effettuare tempestivamente le ricariche evitando ogni spreco di corrente, si usa in-

serire su ogni batteria degli *amperorametri differenziali* (fig. 97). Tali strumenti hanno un quadrante tarato in amperore, con fondo scala uguale alla capacità finale della batteria: l'indice somma gli amperora che la batteria riceve e sottrae quelli che essa dà (tenendo conto di un rendimento medio dell'80 %); l'indice segna quindi ad ogni istante, lo stato di carica della batteria.

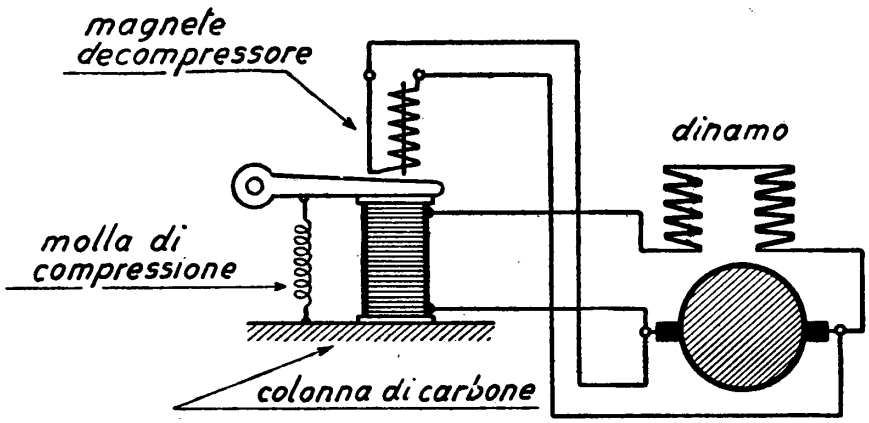


Fig. 98 - Principio di funzionamento del regolatore a colonna di carbone Pincth.

4) *Filtraggio della corrente di alimentazione.* — La corrente continua prodotta dalle dinamo o dai raddrizzatori è quasi sempre affetta da componenti armoniche che, introdotte nei ponti di alimentazione, possono produrre ronzii sgradevoli e disturbanti nelle conversazioni. Si usa quindi spesso interporre fra il generatore tampone e le sbarre della centrale un filtro. Tale filtro è composto di due grosse impedenze messe in serie ai conduttori e di un grosso condensatore (2000÷3000 microfarad) messo in parallelo (vedi fig. 97).

Per l'alimentazione delle piccole centrali si usa spesso una sola batteria con raddrizzatore a *tampone totale*, ossia sempre inserito, oppure a *tampone parziale* con inserzione automatica: un dispositivo automatico di controllo della tensione attacca il raddrizzatore quando la tensione si abbassa al minimo e lo stacca quando la tensione tocca il massimo.

RIFERIMENTI

Per la commutazione manuale, urbana ed interurbana, vedasi anche:

A. Fornò, *Telefonia descrittiva* (volumi 2), Roma, 1945.

Per le batterie di accumulatori stazionarie, vedasi:

Bermbach-Galimberti, *Gli accumulatori*, UTET, 1931.

CAPITOLO VI

COMMUTAZIONE AUTOMATICA

I. Generalità sulla commutazione automatica.

62. Cenni storici. — La commutazione automatica è nata negli Stati Uniti d'America. Essendosi colà sviluppata la telefonia più che in ogni altra regione del mondo, cominciarono ad apparire, verso la fine del secolo scorso, gli inconvenienti principali della telefonia manuale, inconvenienti particolarmente sentiti nei grandi impianti: forti spese di esercizio, facilità di errori, lentezza, mancanza di segretezza, difficoltà di decentramento nelle grandi reti, disturbo di dover conversare con una o più operatrici, ecc.

Già nel 1879 un inventore di Washington prese un brevetto per un sistema di telefonia automatica, ma il sistema che ebbe più antica e larga diffusione, fu ideato nel 1891 da A. B. Strowger ed installato su vastissima scala in America ad opera della Automatic Electric Company. La prima centrale « Autelco » funzionò a La Porte, in America, nel 1892; venne poi fra le più importanti quella di Chicago nel 1902.

Il sistema *Strowger* fu quindi importato in Europa e con parecchi mutamenti largamente diffuso dalla *Siemens* di Berlino. Il primo impianto Siemens, a Berlino, è del 1900. La centrale di Monaco cominciò a funzionare nel 1909.

In Italia si ebbe il primo impianto Siemens alla Esposizione di Milano del 1906.

La prima centrale pubblica fu quella del quartiere Prati in Roma (1913); quasi contemporaneamente funzionò quella di Iesi (Ancona).

Sistemi fondamentali con diffusione mondiale sono poi quello della *Ericsson* di Stoccolma e della *Standard* di Londra. Si può dire che gli altri sistemi aventi una qualche diffusione siano tutti, più o meno, concettualmente derivati dai tre fondamentali sopra indicati. In Italia si hanno centrali di quasi tutti i tipi. Numericamente prevale il Siemens; vengono in ordine di importanza di installazioni: l'Ericsson (costruito sui brevetti originali dalla fabbrica nazionale « Fatme » di Roma), lo Standard (costruito anch'esso integralmente in Italia dalla « Face » di Milano) ed infine lo Strowger, (in Italia realizzato dalla « Autelco Mediterranea » di Milano).

È un fatto noto che la telefonia automatica nell'ultimo ventennio ha avuto grandissima diffusione e dopo aver senza eccezioni soppiantato i sistemi manuali nei grandi impianti, ha invaso la maggior parte di quelli medi e sta prendendo piede nella telefonia rurale ed anche nell'ultima rocca del manuale, la telefonia interurbana. La percentuale di automatizzazione prima della guerra, in Italia, aveva quasi raggiunto il 90 % del totale degli abbonati.

63. Principio fondamentale. — Nella centrale automatica il lavoro dell'operatrice è sostituito dall'opera di meccanismi comandati elettricamente a distanza dall'abbonato stesso: tali meccanismi si chiamano *selettori* in quanto permettono all'abbonato chiamante di *scegliere* un qualsiasi altro abbonato dell'impianto. Vediamo, con un esempio elementarissimo, la funzione primordiale del selettore (fig. 99).

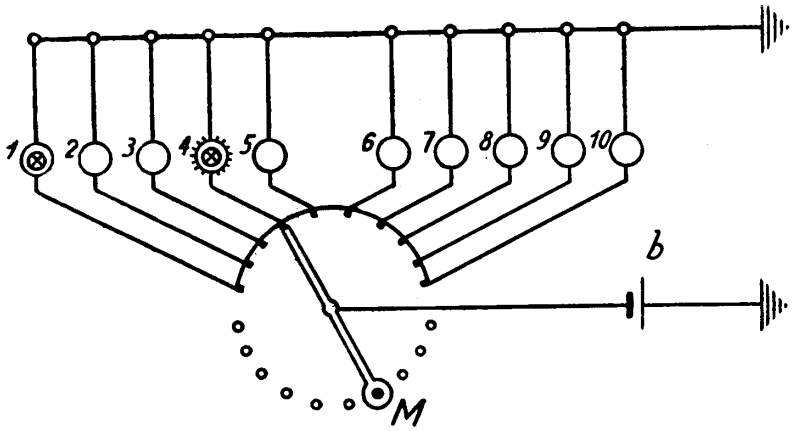


Fig. 99 – Schema primitivo del selettore.

Si abbiano 10 lampadine, delle quali si debba poter accendere una qualunque a piacere a mezzo di un meccanismo rotativo. Occorre che tale meccanismo possieda *10 contatti* (a ciascuno dei quali è collegata una delle lampadine) disposti in corona (*banco* dei contatti) intorno ad un asse centrale; i contatti possono essere toccati successivamente da un *braccio* che ruota intorno all'asse. Il braccio è collegato in permanenza ad un circuito di batteria. Si vede che portando, con una manetta, il braccio stesso sulla lamella *1* si accende la lampadina *1*, sulla lamella *2* la lampadina *2*, ecc.

Se si modifica il dispositivo precedente in modo che il braccio sia guidato (fig. 100) da un sistema elettro-magnetico comandato a distanza, si realizza un tipo fondamentale *di selettore rotativo a 10 contatti o*, come si dice, a 10 passi. In esso la manetta del commutatore a mano è sostituita da una ruota dentata: nei denti di essa si ingrana un nottolino collegato all'armatura di un elettromagnete in modo tale che ogni volta che quest'ultimo riceve corrente (ed attira quindi la propria

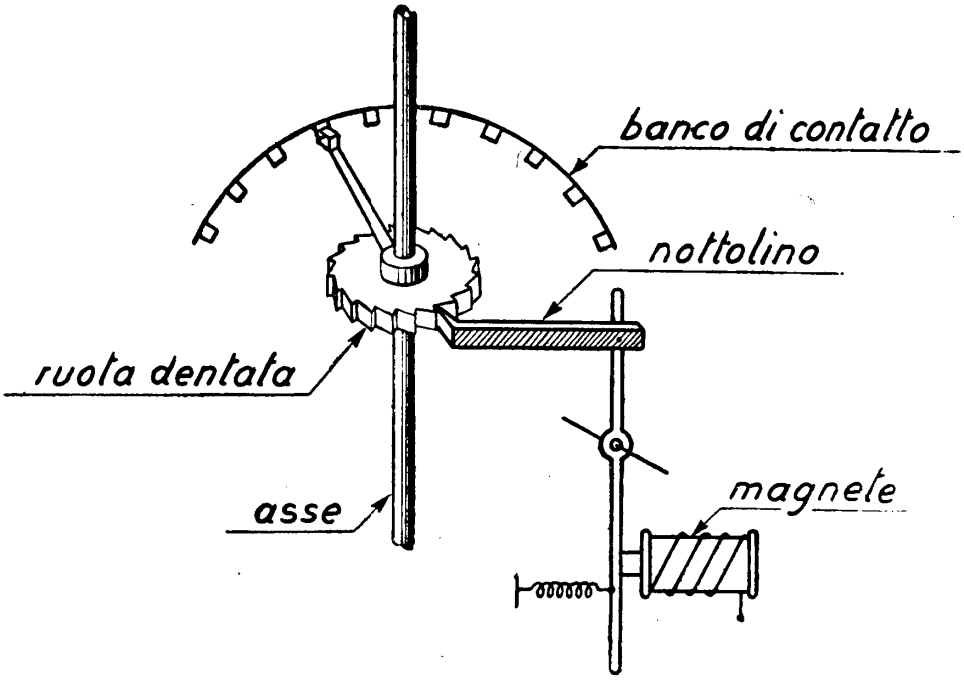


Fig. 100 – Movimento elettromeccanico del selettore.

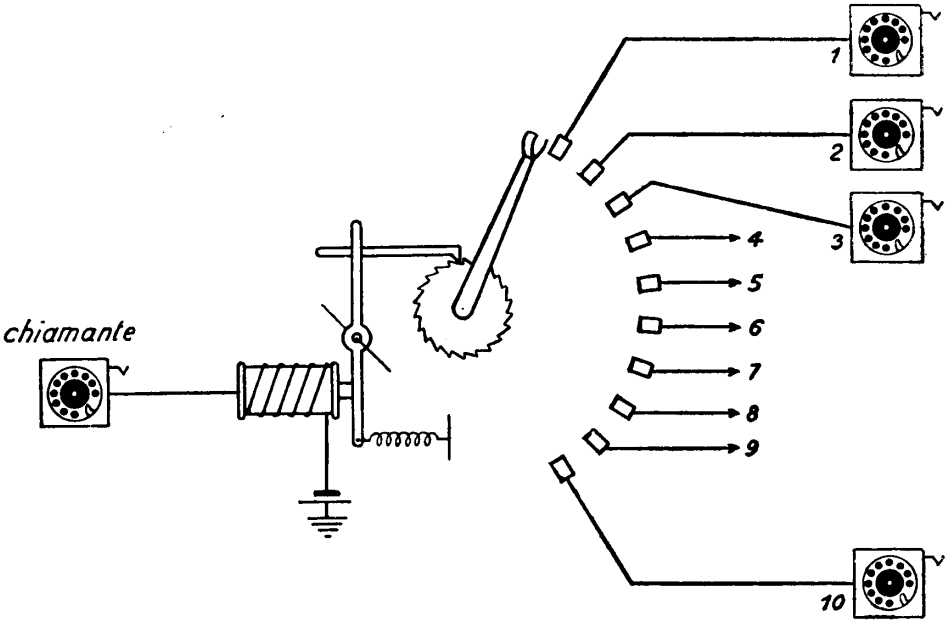


Fig. 101 – Funzionamento del selettore.

armatura) il nottolino faccia ruotare la ruota dello spazio di un dente; ne consegue che anche il braccio avanza di un passo e si sposta da una lamella, ossia da un contatto, al contatto successivo, percorrendo tutti i contatti disposti sul banco circolare.

Ora (fig. 101), supponiamo che ad ogni contatto sia collegata una linea di abbonato, mentre la linea dell'abbonato chiamante è collegata al braccio. Essendo l'apparecchio d'abbonato munito di un emettitore di impulsi di corrente (disco combinatore), a seconda che l'abbonato chiamante emetta 1, 2, 3 ... 10 impulsi, il magnete si ecciterà 1, 2, 3, ... 10 volte ed il braccio si porterà sull'abbonato 1, 2, 3 ... 10, stabilendo così la comunicazione desiderata.

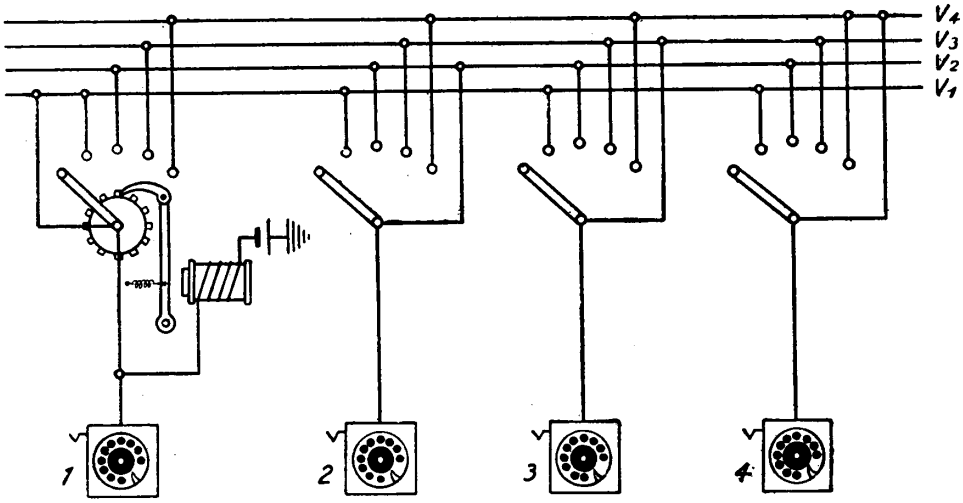
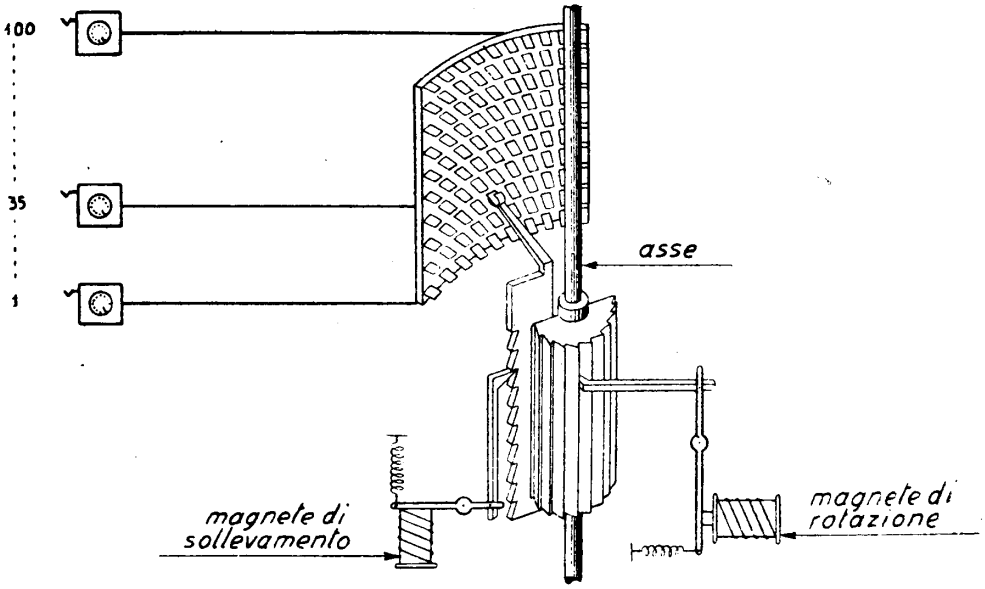


Fig. 102 – Ricerca automatica di una linea multipla.

Nella fig. 102 è rappresentato il principio di un centralino automatico a 4 abbonati. Ciascun abbonato, *per poter chiamare*, dispone di un proprio selettore, ma per *poter essere* chiamato è collegato anche ad un *contatto del banco* dei selettori; tutti i banchi di contatto sono *multiplati* fra di loro in modo simile alle prese multiple del centralino manuale. Si vede infatti che la *presa locale* è sostituita dal collegamento al magnete del selettore (in quanto questo riceve l'ordine dell'abbonato), il *braccio dell'operatrice* è sostituito dal *braccio del selettore* (in quanto questo sceglie l'abbonato chiamato), e la *presa multipla* dal *banco di contatto multiplo* (in quanto questo dà luogo alla connessione con la linea dell'abbonato chiamato).

Si vede inoltre che il *numero* dell'abbonato è qui individuato dal *contatto di banco* al quale esso è collegato. Infatti l'abbonato n° 2 ha tale numero in quanto esso è collegato al passo 2 e quindi non può essere raggiunto dagli altri abbonati che combinando il n° 2.

Un tale tipo di selettore (detto selettore rotativo *passo a passo* perchè avanza ad intermittenza facendo un passo per volta) è adatto per la scelta fra un numero



di linee minore o uguale a dieci. Quando si voglia raggiungere una capacità maggiore, ad es. 100 linee, si può ricorrere al selettore *a due movimenti*. Nel selettore detto *a sollevamento e rotazione* si hanno 100 contatti disposti su una superficie cilindrica in 10 corone di 10 contatti ciascuna (fig. 103). Il braccio di contatto può non soltanto ruotare intorno all'asse, ma spostarsi longitudinalmente in modo da poter raggiungere con due movimenti successivi, uno di sollevamento ed uno di rotazione, uno qualsiasi dei 100 contatti del banco. È evidente che se il selettore si solleva dal basso in alto e quindi ruota da sinistra a destra, il primo contatto a sinistra in basso sarà raggiunto con *un* passo in sollevamento ed *uno* in rotazione (cioè con 1.1), il secondo con 1.2 e così via, finchè l'ultimo

01	02	03	04	05	06	07	08	09	00
91	92	93	94	95	96	97	98	99	90
81	82	83	84	85	86	87	88	89	80
71	72	73	74	75	76	77	78	79	70
61	62	63	64	65	66	67	68	69	60
51	52	53	54	55	56	57	58	59	50
41	42	43	44	45	46	47	48	49	40
31	32	33	34	35	36	37	38	39	30
21	22	23	24	25	26	27	28	29	20
11	12	13	14	15	16	17	18	19	10

Fig. 103 – Schema del banco dei contatti di un selettore a sollevamento e rotazione.

contatto a destra in alto sarà raggiunto con 10 passi in sollevamento e 10 in rotazione (ossia con 0.0 giacchè il disco combinatore invia per 0 un treno di 10 impulsi).

La numerazione degli abbonati sul banco di contatto (numerazione decimale) è quella indicata nella tabella di fig. 103. È chiaro che il selettore nel movimento di sollevamento sceglie *la decina* ed in quello di rotazione l'unità del numero chiamato. Nella fig. 103 si vede che il braccio del selettore, essendosi sollevato alla *decade 3* (o al *livello 3*) ed avendo ruotato fino al passo 5, è fermo sulla posizione 35.

Naturalmente in questo selettore occorrono due magneti, uno per il sollevamento ed uno per la rotazione, e, come vedremo, vi sono dei dispositivi che permettono di inviare gli impulsi della prima cifra al magnete di sollevamento, quelli della seconda al magnete di rotazione. Osservando la fig. 103 si vede che la *numerazione degli abbonati* dipende dal modo col quale gli apparecchi relativi sono collegati *al banco di contatto* del selettore (del resto, anche nel manuale la numerazione dipende dal collegamento al campo multiplo delle prese): l'apparecchio chiamato della figura ha il numero 35.

64. Tipi di selettori e sistemi di commutazione. — Il selettore decimale a semplice rotazione e quello centesimale a sollevamento e rotazione rappresentano i tipi fondamentali e sono alla base del sistema « passo a passo » che è storicamente il primo dei sistemi automatici. Il sistema Strowger e quello Siemens fanno uso di tali selettori.

In questi due sistemi vengono anche usati selettori con campo multiplo di potenzialità diversa. Si hanno selettori a semplice rotazione a 15 ed a 20 posizioni e, per usi speciali, a 100 posizioni.

Come vedremo meglio in seguito, i sistemi Standard ed Ericsson non sono del tipo « passo a passo ». In essi, per ottenere una maggiore velocità di ricerca delle linee, il braccio del selettore anzichè essere mosso progressivamente ed a scatti è posto in rotazione continua mediante l'accoppiamento elettromeccanico ad un albero rotante, a sua volta mosso da un motore. La maggiore velocità di rotazione permette di ampliare il campo multiplo delle linee da esplorare, che nel sistema Standard è di 200 o 300 ed in quello Ericsson di 500 linee. La scelta dei gruppi o livelli viene effettuata in maniera diversa nei due sistemi. Il selettore Standard possiede dieci bracci esploranti, uno per ciascun livello, e prima dell'inizio della rotazione si libera solo il braccio corrispondente al livello nel quale si trova la linea desiderata. Viene così evitato il movimento di ricerca verticale. Il selettore Ericsson, invece, porta un braccio capace di due movimenti: uno di rotazione ed uno di traslazione radiale; la rotazione corrisponde alla scelta del livello, la traslazione alla scelta della linea.

Questi selettori a *comando indiretto*, vengono solo messi in rotazione ed arrestati in conseguenza del comando elettrico inviato dall'abbonato; durante il movimento sono mossi da un motore locale. Ne esamineremo in seguito il funzionamento in dettaglio.

Concludendo, gli organi di ricerca automatica o selettori possono essere

dal punto di vista del movimento:

a semplice rotazione;
a sollevamento e rotazione;
a movimento misto (sgancio e rotazione; rotazione e penetrazione);

dal punto di vista del comando:

ad avanzamento passo a passo od a comando diretto;
ad avanzamento continuo od a comando indiretto;

dal punto di vista del multiplo:

a multiplo decimale (10, 100 linee);
a multiplo non decimale (15, 25, 50, 200, 300, 500 linee).

I sistemi di commutazione automatica, in conseguenza del tipo di selettore impiegato, presentano caratteristiche di funzionamento fondamentalmente diverse. E precisamente si possono raggruppare in due categorie:

1) sistemi *passo a passo* od a *comando diretto* od *automotori* (Strowger, Siemens);

2) sistemi a *comando indiretto* o *dinamotori*, detti anche *ad impulsi inversi* (Ericsson, Standard).

Studieremo separatamente gli organi fondamentali ed i principi di funzionamento di ciascuno di questi sistemi.

II. Elementi costruttivi del sistema Siemens-Strowger.

65. Caratteristiche del sistema. — Il sistema originale Strowger, dell'Autelco, è rappresentato in Italia da numerose centrali medie e piccole. Data l'indole di questo corso, che si propone di dare solo una introduzione alla telefonia, piuttosto che descrivere il sistema Autelco, preferiamo dare una descrizione alquanto dettagliata del Siemens, da esso direttamente derivato, e per noi di maggiore importanza. Alla fine del capitolo daremo qualche notizia sulle principali differenze fra i due sistemi.

Il sistema Siemens è, come già si è accennato, del tipo « passo a passo », con numerazione decimale e selettori a semplice rotazione ed a sollevamento e rotazione.

Organi elementari del commutatore automatico sono: i relè, i preselettori, i selettori di gruppo e di linea; li esamineremo con qualche dettaglio.

66. Tipi di relè. — Il relè, che già abbiamo incontrato nelle centrali manuali come organo ausiliario nella formazione di circuiti di segnalazione, assume nella centrale automatica una importanza di prim'ordine. Per questo motivo alla breve descrizione datane al n° 46, aggiungeremo maggiori elementi.

Il relè descritto al n° 46 (fig. 75), corrispondente al tipo più antico, è il *relè tondo*. In esso il nucleo è cilindrico, e così l'avvolgimento. Le molle sono collocate

superiormente, fissate al giogo e mosse direttamente dall'àncora nella sua rotazione intorno ad un fulcro o ad un perno.

Per ridurre l'ingombro del relè ed aumentare il numero delle molle è stato dalla Siemens introdotto più recentemente il *relè piatto*, il cui schema è riportato in fig. 104. Il nucleo è a sezione rettangolare, e così l'avvolgimento; l'àncora è a forma di C e si prolunga in una linguetta. Il movimento è trasmesso alle molle da un ponticello metallico fissato alla linguetta e i gruppi di molle sono disposti superiormente (generalmente, tre gruppi), od anche lateralmente (due gruppi).

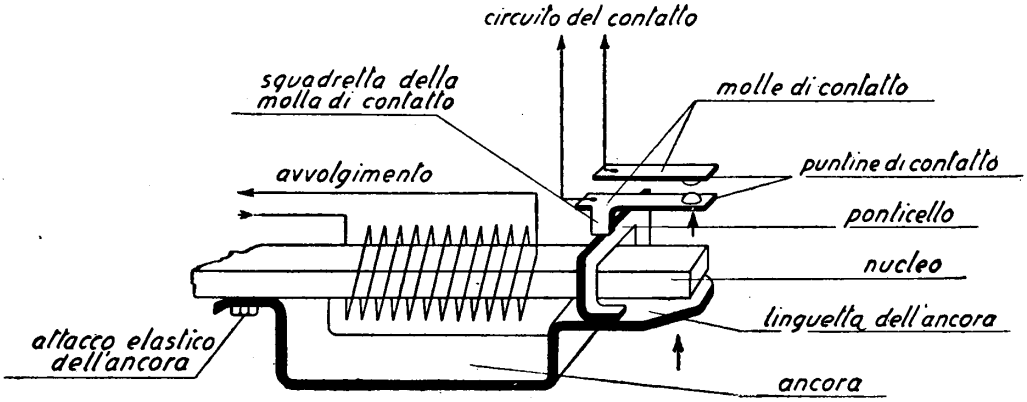


Fig. 104 – Schema di relè piatto.

Esistono oltre a questi due tipi fondamentali altri relè (relè doppio, relè differenziale, relè a corrente alternata, relè selettore, ecc.) sui dettagli costruttivi dei quali non possiamo dilungarci e che sono stati studiati per funzioni speciali.

67. Particolari costruttivi dei relè. — Il nucleo dei relè è di ferro ad alta permeabilità; deve presentare una magnetizzazione residua bassissima. Più che il valore assoluto della permeabilità interessa la *costanza* delle caratteristiche magnetiche, perchè nella fabbricazione di serie occorre che tutti i relè risultino pressochè identici dal punto di vista meccanico ed elettrico.

Le molle sono di alpacca; per risparmiare il nichelio si è durante la guerra esperimentato l'impiego di bronzo fosforoso e di leghe di alluminio (tipo Xantal). Principale requisito delle molle è l'elasticità e l'immutabilità di questa nel tempo, anche dopo un lungo periodo di funzionamento.

I contatti fra le molle sono realizzati con puntine inossidabili. Quando il contatto è unico è deve garantire a lungo la massima conducibilità, si esegue in platino, oro, od altre leghe nobili. Nei relè Siemens il contatto in ogni molla è duplice (fig. 105) e ciò assicura sempre una buona continuità, anche quando una delle puntine sia difettosa o sporca.

I principali contatti che si possono realizzare sono:

il *contatto di lavoro*, che è aperto quando il relè è diseccitato, e viene chiuso quando la corrente fluisce nell'avvolgimento (*l*);

il *contatto di riposo*, che, viceversa, risulta chiuso a relè diseccitato ed aperto durante l'attrazione (*r*);

il *contatto di scambio*, nel quale, con il gioco di tre molle viene, durante il funzionamento, aperto un circuito di riposo e chiuso un circuito di lavoro (*s*).

Dalla combinazione di questi contatti possono aversene, con l'impiego di tre, quattro o cinque molle e di ponticelli isolanti, numerosi altri. I più comuni sono rappresentati nella tabella di fig. 110. Come si è accennato ogni relè porta due, o più comunemente tre gruppi di molle; ciascun gruppo realizza un particolare

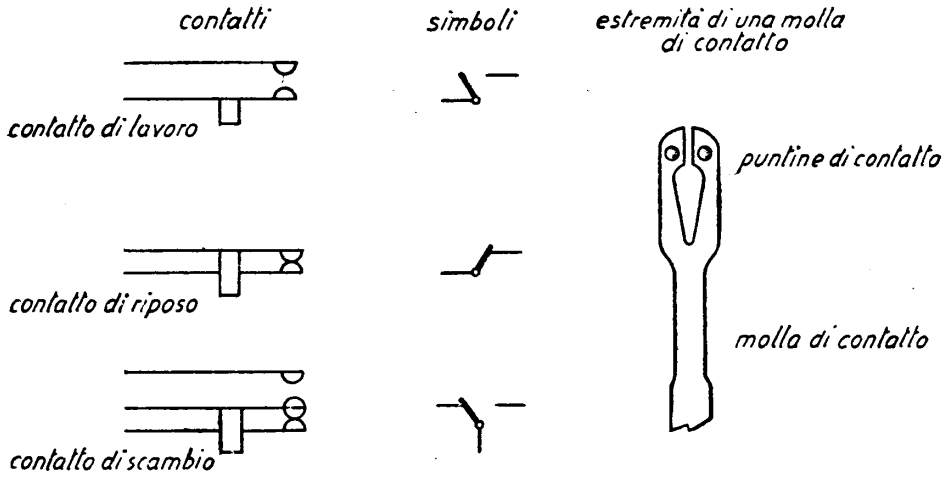


Fig. 105 – Contatti di relè.

contatto multiplo. L'insieme di tutte le molle esercita sull'àncora una pressione (*carico*) che l'elettrocalamita costituita dal nucleo deve vincere affinchè si passi dalla posizione di riposo (non attrazione) a quella di lavoro (attrazione).

Le molle sono elettricamente isolate con spessori di materiale isolante; fanno capo a codette intagliate e stagnate o « pagliette » per la saldatura dei collegamenti esterni del circuito di comando e di quelli comandati. Spesso il circuito di comando è diviso in due parti, accessibili separatamente dall'esterno. Più raramente i circuiti di comando sono tre; due di essi sono in certi relè avvolti in senso inverso, quando il flusso prodotto dall'uno debba neutralizzare quello dell'altro (relè differenziale).

Si ha anche, sovente, un avvolgimento antinduttivo (resistenza di determinato valore) sul medesimo nucleo, resistenza che si utilizza nella formazione dei circuiti ai quali il relè è associato.

Condizione essenziale per il buon funzionamento del relè è che la pressione delle molle sull'àncora rimanga invariata, cioè si conservi al valore stabilito inizialmente

dal costruttore. La manutenzione dei relè consiste principalmente nel regolaggio periodico delle molle, che viene fatto con l'ausilio di attrezzi appositi e di delicati dinamometri, dal personale specializzato.

68. Caratteristiche di funzionamento dei relè. — Il relè è una elettrocalamita con circuito magnetico aperto, in cui il traferro è lo spazio fra l'ancoretta e l'estremità del nucleo.

La forza attrattiva è proporzionale al numero delle amperspire dell'avvolgimento, secondo la formula

$$f = K\ (in)^2 \qquad (68\text{-}1)$$

in cui i è l'intensità in ampere, n il numero di spire, f la forza attrattiva in grammi, e K una grandezza fisica. Poichè la lunghezza del traferro varia rapidamente, durante il funzionamento, dal valore massimo a zero, con legge non lineare, in conseguenza del moto accelerato dell'àncora, nella formula (68-1) la grandezza K non può ritenersi costante. In altre parole, la variazione della riluttanza del circuito magnetico dà luogo ad un flusso variabile anch'esso, ed il circuito elettrico di comando presenta, nella fase di moto dell'ancoretta, un'induttanza variabile. In conseguenza di ciò è difficile scrivere in termini finiti la legge con cui la corrente varia, nel predetto circuito di comando, dal valore zero (chiusura del circuito) a quello finale di regime. Il fenomeno può invece essere registrato con facilità in un fotogramma mediante l'oscillografo.

Il rilievo oscillografico può essere eseguito in tre condizioni di funzionamento:

a) tenendo l'armatura ferma in posizione di riposo (dimensione massima del traferro), e registrando la corrente che dal valore zero cresce fino al valore I_s di saturazione magnetica del nucleo;

b) tenendo l'armatura ferma in posizione di lavoro (dimensione minima del traferro) e registrando ancora la corrente da zero al valore I_s di saturazione;

c) infine, lasciando l'armatura libera di muoversi sotto la forza di attrazione del nucleo, e seguendo il valore della corrente quale effettivamente si verifica nel funzionamento del relè.

Si ottengono le tre curve di fig. 106, che per i tre casi (rispettivamente indicati con *I*, *II* e *III*) dànno l'andamento della corrente nel tempo. Nel caso *III*, di effettivo funzionamento, la corrente cresce con l'andamento della curva *I* fino ad un valore di amperspire corrispondente ad una forza attrattiva uguale e contraria al carico delle molle, e continua a crescere leggermente durante il tempo impiegato dall'armatura per giungere in fine corsa; subito dopo, il valore della corrente cresce molto rapidamente (con andamento simile a quello della curva *II*) per effetto della diminuita reluttanza del circuito magnetico, e ciò fino al raggiungimento della saturazione.

Stabilito un determinato valore massimo o di regime della corrente (dato dal rapporto fra la tensione normale di centrale e la resistenza ohmica dell'avvolgimento), di regola minore del valore I_s di saturazione, si chiama *coefficiente elettrico di sicurezza* del relè il rapporto fra la corrente di regime e la corrente I_f di funziona-

mento (fig. 106). Il coefficiente di sicurezza viene scelto il più alto possibile (2,3 o più secondo il tipo di relè) senza, peraltro, eccedere onde evitare inutile consumo di energia. Un alto coefficiente di sicurezza assicura la bontà della *tenuta* del relè durante l'attrazione.

Non ci dilunghiamo sulla determinazione preventiva delle caratteristiche elettromeccaniche dei relè, perchè l'argomento interessa più la fabbricazione che l'eser-

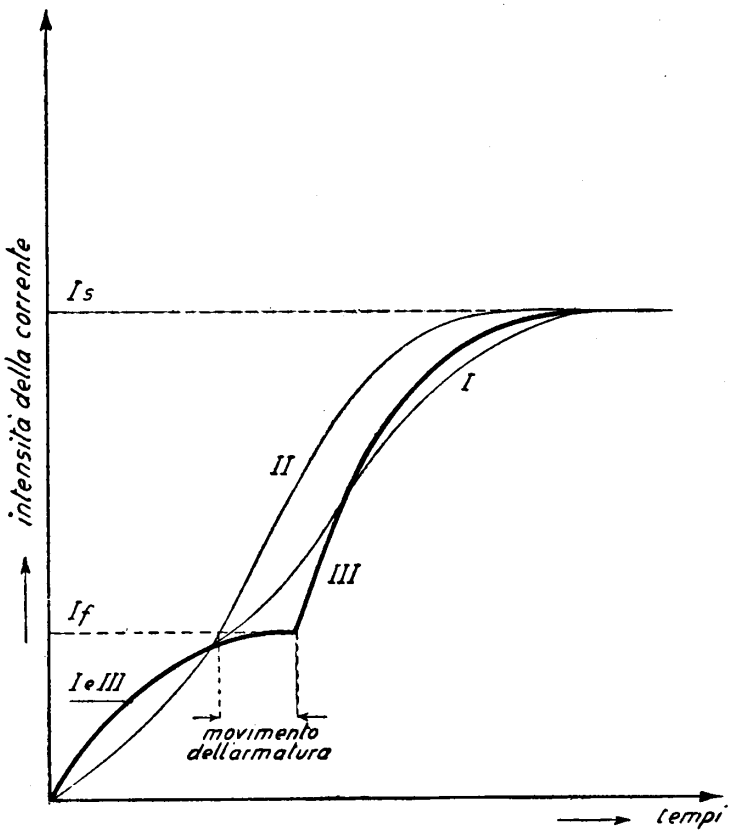


Fig. 106 – Curve di funzionamento dei relè.

cizio. Ciascun costruttore realizza dei diagrammi empirici della funzione (68-1), nei quali, tenuto conto delle dimensioni geometriche e delle caratteristiche elettriche e meccaniche del relè, sono indicati i valori di amperspire necessari per ottenere, in base ad un coefficiente di sicurezza prefissato, il regolare funzionamento del relè per ogni tipo di carico, corrispondente a determinati gruppi di molle e contatti.

Per quanto si riferisce al funzionamento, il diagramma della fig. 107 è sufficiente a darne una idea completa.

Nel grafico superiore è rappresentato in forma schematica l'andamento della

corrente nel circuito di comando; i tratti variabili, che abbiamo visto essere di andamento complesso, sono stati indicati per semplicità con linee curve di andamento approssimativo.

Il grafico inferiore, con scala dei tempi (ascisse) corrispondente a quella superiore, mostra gli spostamenti dell'armatura rispetto all'estremità del nucleo. Anche qui la parte variabile, nella quale il moto dell'armatura è, in prima approssimazione, uniformemente accelerato, è stata per semplicità rappresentata con una retta, cioè il moto è stato indicato come uniforme.

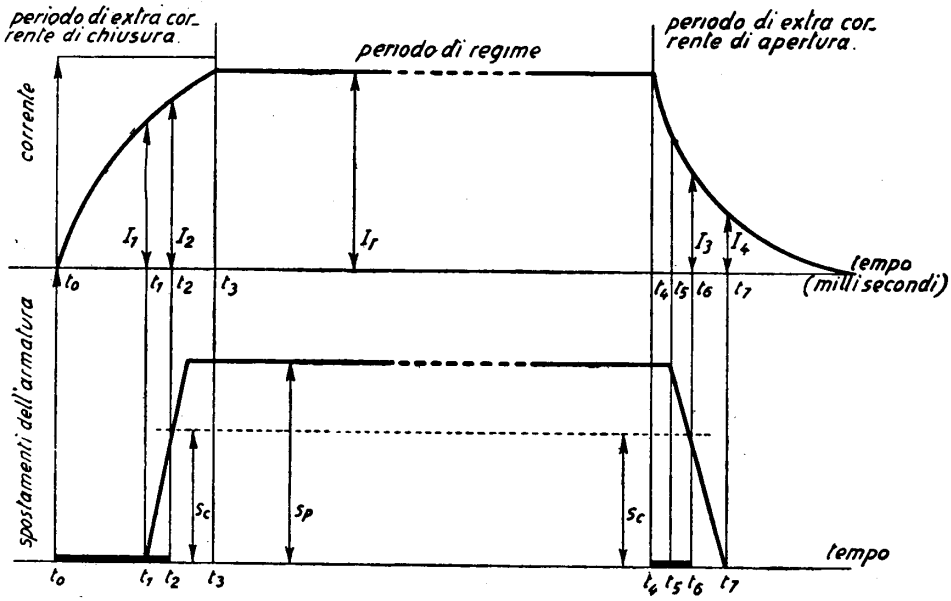


Fig. 107 – Diagramma di funzionamento dei relè.

Alla chiusura del circuito di comando (tempo t_0) fa riscontro l'inizio della corrente, il cui valore va gradualmente crescendo. Si giunge ad un valore limite, subito dopo il quale l'armatura inizia il movimento. Tale valore I_1 viene appunto detto *di non funzionamento.*

Dopo una certa frazione della corsa, al tempo t_2, le molle risultano commutate: è questo il tempo corrispondente all'effettivo funzionamento del relè; l'intervallo di tempo $(t_2 - t_0)$ è il *tempo di funzionamento all'attrazione*; I_2 è la *corrente di funzionamento.*

La corsa prosegue ancora per breve spazio, quanto il costruttore ritiene utile per assicurare la buona tenuta meccanica del contatto. Anche la corrente cresce fino al valore di regime I_r. Il rapporto I_r/I_2 è il *coefficiente di sicurezza elettrico.*

Nel fenomeno inverso del *rilascio* notiamo in modo analogo:

Una corrente I_3 di *non rilascio*, subito dopo la quale (scendendo nei valori

della corrente) si ha l'inizio del movimento di armatura e la commutazione delle molle (tempo t_6).

Un tempo t_7 al quale corrisponde la corrente I_4, detta *di rilascio*, che coincide con il ritorno alla posizione di riposo.

Il *tempo di funzionamento al rilascio* è dato da $(t_6 - t_4)$.

Si osservi bene che i due tempi di funzionamento all'attrazione ed al rilascio non sono in generale uguali, come l'esame del grafico mostra.

69. Relè ritardati. — Si possono entro certi limiti modificare i tempi di funzionamento e ciò si sfrutta per ottenere dei relè con caratteristiche diverse a seconda delle circostanze nelle quali si vuole che essi operino.

Un accorgimento comune per rendere il relè *pronto al rilascio* è quello di tenere l'àncora leggermente discosta dal nucleo durante l'attrazione mediante una *puntina* di materiale *diamagnetico*, dello spessore di qualche decimo di mm.

Il caso più comune è quello dei *relè ritardati*. Volendo in questi relè aumentare il tempo di funzionamento all'attrazione si può aumentare la pressione delle molle, in modo da contrastare lo stabilirsi della corrente di regime così da prolungare l'intervallo $(t_2 - t_0)$. Si ottengono così *relè ritardati all'attrazione*. Si possono invece realizzare *relè ritardati al rilascio* aumentando la massa dell'àncora. Il tempo di funzionamento «naturale» del relè è dell'ordine di una diecina circa di millisecondi. Con gli accorgimenti precedenti non si ottiene che un modesto aumento di questo tempo.

Per avere dei relè notevolmente ritardati, con tempi di funzionamento assai maggiori, si ricorre ad avvolgimenti di rame in corto circuito o addirittura ad anelli di rame fissati sul nucleo. Tali avvolgimenti «smorzatori» assorbono energia nel periodo di accrescimento del flusso (funzionamento all'attrazione) e ne cedono nel periodo di rilascio.

Si consideri, infatti (fig. 108) un relè provvisto di manicotto di rame presso il traferro (schema a destra) durante la fase di attrazione. Il flusso, concatenandosi all'anello di rame, genera in esso una corrente di direzione tale da dar luogo (legge di Lenz) ad un flusso contrastante con quello principale. Questo risulta, pertanto, indebolito, e l'accrescimento avviene più lentamente che non nel medesimo relè sprovvisto di manicotto.

Analogamente, nella fase del rilascio, il flusso principale, variando dal valore di regime a zero, induce corrente nell'anello, e questa corrente variabile genera un flusso di direzione concomitante al flusso principale, il quale ne risulta in ogni istante rinforzato. La progressiva riduzione del flusso avviene quindi anch'essa più lentamente di quanto non si avrebbe nel relè senza anello.

Spostando poi l'anello dall'estremità anteriore a quella posteriore del nucleo, si riduce il suo effetto perchè, a causa delle fughe, la parte di flusso principale che si concatena con l'anello diviene minore (schemi di sinistra della fig. 108).

Una idea della efficacia ritardatrice dei manicotti di rame è data dal diagramma in fig. 109 in cui le due curve valgono per uno spessore del manicotto di mm 3 e mm 1, e sono riferite a diversi gradi di sicurezza e per un relè di determinate caratteristiche costruttive (ritardato al rilascio).

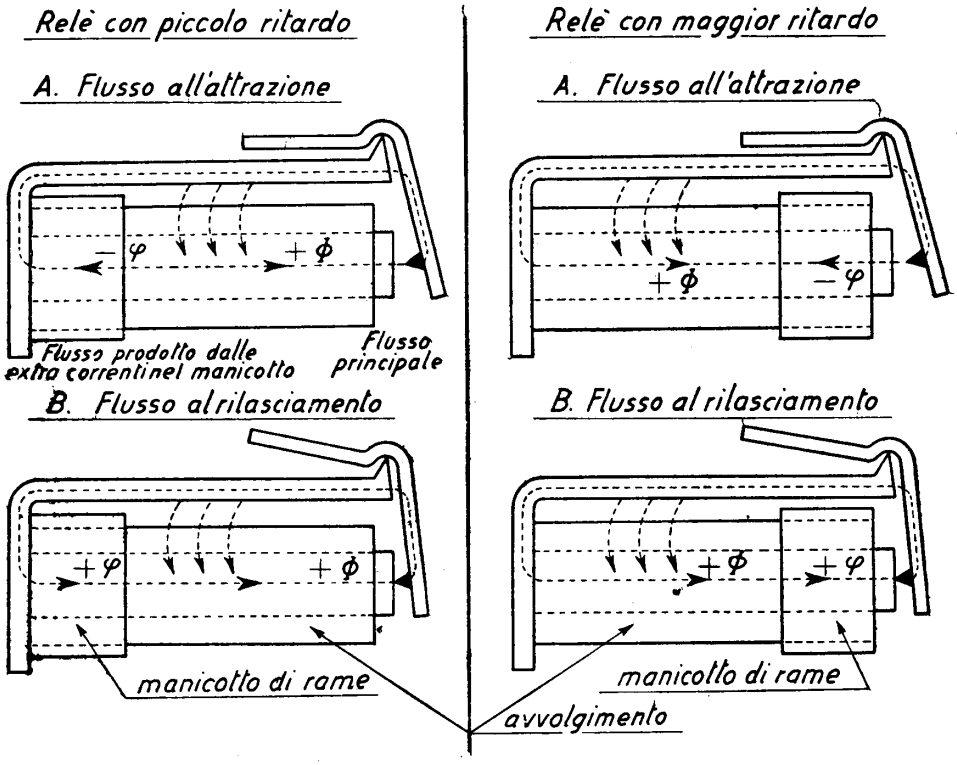


Fig. 108 – Schema di relè ritardati con manicotto di rame.

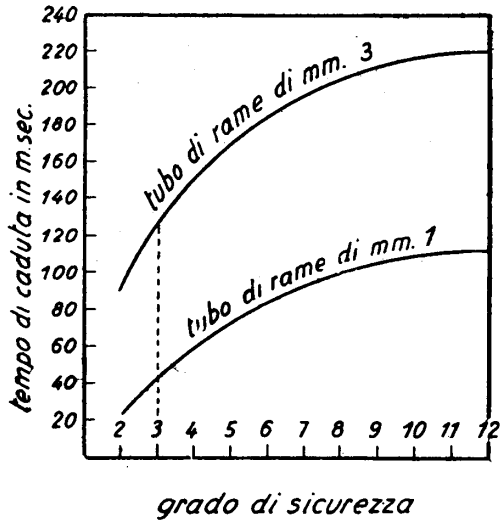


Fig. 109 – Effetto di manicotti di rame sul ritardo al rilascio.

Tipo di contatto	Sigla	Schema
Contatto di lavoro . . .	l	
Contatto di riposo	r	
Contatto di scambio	s	
Contatto di lavoro doppio	ll	
Contatto di riposo doppio	rr	
Contatto doppio di lavoro e riposo . .	lr	
Contatto doppio di lavoro e scambio . . .	ls	
Contatto doppio di scambio e riposo . .	sr	
Contatto doppio di lavoro	gl	
Contatto doppio di riposo	gr	
Contatto di lavoro doppio trascinato . . .	tll	
Contatto doppio trascinato di lavoro e riposo	tlr	
Contatto doppio trascinato di riposo e lavoro	trl	
Contatto doppio di riposo e lavoro . . .	grl	
Contatto doppio di scambio e lavoro . .	rgl	
Gruppo di contatti di lavoro e scambio . .	ls	
Gruppo di contatti di riposo e scambio . .	rs	

Fig. 110 – Tabella dei contatti di relè.

Onde ottenere ritardi notevoli senza aumentare eccessivamente le dimensioni del manicotto si è portati ad accrescere il valore della corrente di regime e quindi il grado di sicurezza del relè. Cresce in proporzione il consumo di energia. Se si pensa al gran numero di relè di una centrale, si comprende come per questa strada non convenga andare troppo oltre. Si osservi anche come le curve di fig. 109 tendano ad un valore massimo; con un grado di sicurezza maggiore di 10 il vantaggio che si ottiene è trascurabile.

Il tempo di ritardo massimo alla caduta che si può ottenere con anello in rame è di 1/4 di secondo circa, ed è sufficiente per la maggior parte degli impieghi nei circuiti. In qualche caso si ricorre a modifiche esterne del circuito di comando, mediante l'aggiunta di resistenze o di condensatori in parallelo.

Occorre talvolta però raggiungere tempi di ritardo all'attrazione di uno o più secondi. È il caso di circuiti di segnalazione, allarme e simili. Si ricorre allora ad un relè speciale, il *relè termico*, funzionante su tutt'altro principio.

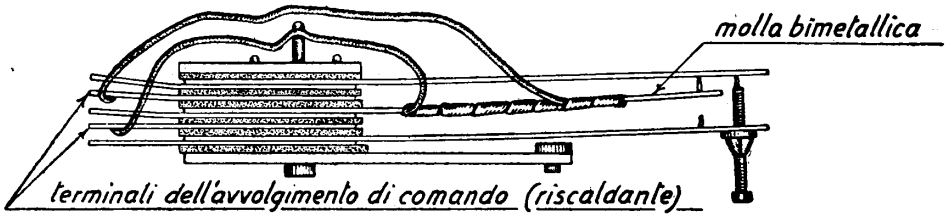


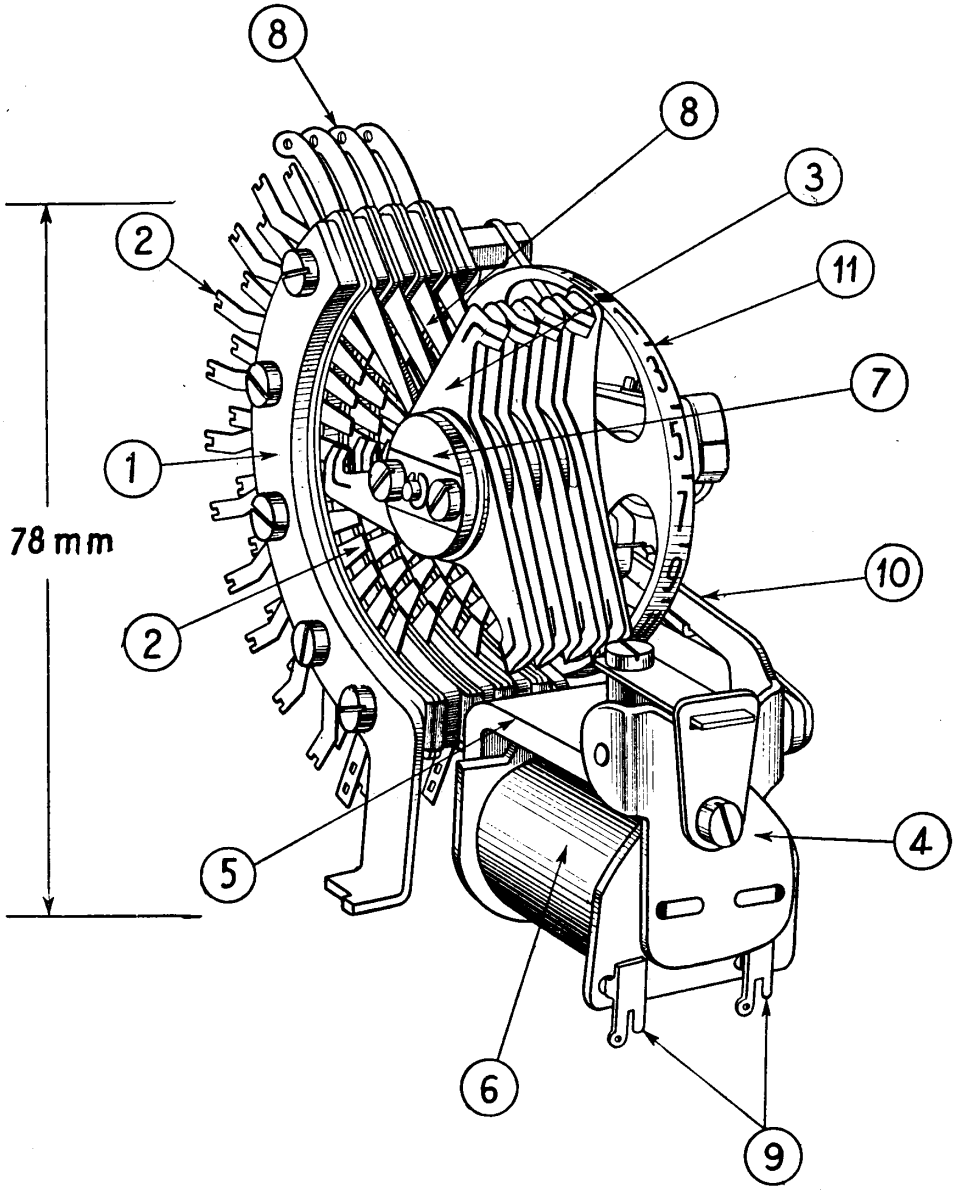
Fig. 111 – Esempio di relè termico.

Il relè termico comprende generalmente un solo contatto di scambio; consta di una molla bimetallica (fig. 111) composta di due lamine identiche ma di metallo diverso, saldate alle due estremità e tali che a temperatura ordinaria abbiano la medesima lunghezza. I due metalli vengono scelti con coefficiente di temperatura notevolmente diverso, per cui si dilatano disuniformemente se vengono riscaldati. A ciò provvede un avvolgimento resistente (avvolgimento di comando) che per effetto joule comunica calore alla lamina bimetallica al passaggio della corrente. Dopo un certo tempo dall'inizio del passaggio della corrente nel circuito di comando le due lamine assumono differente lunghezza, ma essendo saldate alle estremità il risultato è l'incurvamento dal lato della lamina più corta. L'elemento bimetallico è posto fra due molle con le quali può fare contatto nelle due posizioni di riposo e di lavoro. La distanza può essere regolata a mezzo di una vite isolante: variandò tale distanza si modifica entro certi limiti il tempo di funzionamento.

70. — Selettori a semplice rotazione. — Sono organi dotati di movimento di rotazione passo a passo e permettono, mediante alcuni bracci mobili, di scegliere fra un certo numero di linee.

Nella centrale Siemens il selettore a semplice rotazione è impiegato per tre funzioni differenti, per assolvere le quali assume forma leggermente diversa.

Il *primo preselettore* è composto (fig. 112) della *parte mobile* e della *parte fissa*.



1 – Banco dei contatti.
2 – Codette di saldatura e lamelle di contatto.
3 – Braccio di contatto.
4 – Àncora.
5 – Giogo del magnete di avanzamento.
6 – Bobina del magnete di avanzamento.
7 – Equipaggio mobile.
8 – Lamelle di adduzione della linea all'equipaggio mobile.
9 – Codette di saldatura del circuito di comando del magnete.
10 – Braccio di spinta sulla ruota dentata.
11 – Tamburo indicatore.

Fig. 112 – Selettore rotativo Siemens ad 11 posizioni (primo preselettore).

Nella parte fissa, detta *banco dei contatti*, si hanno quattro serie di lamelle identiche, di bronzo duro, disposte lungo un arco di 120°, isolate l'una dall'altra e sporgenti verso la faccia interna del banco a forma di trapezio. All'esterno le lamelle sporgono a codetta intagliata e stagnata, per la saldatura dei fili di collegamento.

La *parte mobile*, o *equipaggio mobile*, è costituita da un asse imperniato alle estremità e collocato sull'asse geometrico del banco, portante quattro piastre conduttrici *doppie* foggiate a stella a 3 bracci, disposte a 120° fra di loro.

Ogni braccetto è composto di due lamine, ed ogni lamina è tagliata da una fessura, per modo che il contatto fra braccetto e lamella del banco avviene per quattro punti, ciò che assicura sempre una ottima conducibilità.

La rotazione dell'equipaggio mobile è ottenuta a mezzo di un dispositivo elettro-magnetico di avanzamento. Una grossa *bobina* avvolta attorno ad un nucleo è disposta sotto l'equipaggio mobile e fissata all'intelaiatura del banco a mezzo di una piastra. Un giogo completa il circuito magnetico, ed all'estremità porta un asse sul quale ruota leggermente l'*ancora*; essa viene tenuta, a riposo, distante dall'estremità del nucleo mediante una molla antagonista. L'àncora porta, superiormente alla bobina, un prolungamento a leva terminante con un nottolino. Il nottolino impegna nei denti di una *ruota dentata* calettata sull'asse dell'equipaggio mobile. Un *arresto* fissato all'intelaiatura provvede a limitare ad un dente la corsa del nottolino; una *molla di arresto* impedisce che l'equipaggio mobile ruoti in senso inverso a quello di avanzamento e scorre sui denti della *ruota dentata* quando questa avanza sotto la spinta del nottolino. Ciò avviene tutte le volte che la corrente traversa la bobina del magnete, e l'equipaggio mobile avanza di un passo: corrispondentemente i braccetti abbandonano una serie di lamelle per passare alla successiva. Un secondo impulso di corrente attira l'àncora; il nottolino viene spinto contro un'altro dente, l'equipaggio gira ed i braccetti avanzano; cessata la corrente la molla di ritorno allontana l'àncora dal nucleo, il nottolino torna indietro e tutto ritorna a posto per un nuovo passo. Un impulso dopo l'altro tutte le lamelle vengono *esplorate* dai braccetti. Si hanno 11 posizioni: 10 corrispondenti ad altrettante linee a 4 fili (filo *a*, *b*, *c*, *d*) ed una di riposo.

La velocità normale di avanzamento è di 40 passi al secondo circa.

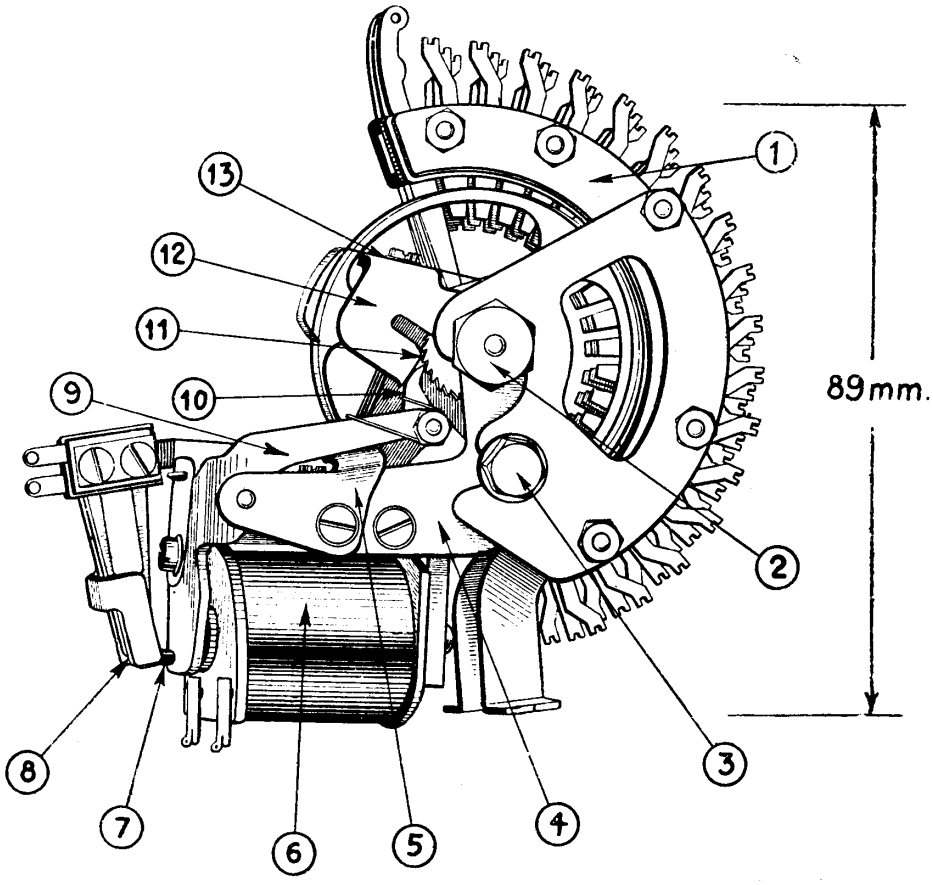
Quando un gruppo di braccetti ha raggiunto l'11ª posizione, il gruppetto successivo si trova pronto per prendere contatto, al successivo impulso, con le lamelle della 1ª posizione. Durante un giro completo dell'equipaggio le lamelle vengono pertanto esplorate tre volte, e non si hanno angoli di rotazione a vuoto.

Il *secondo preselettore* (fig. 113) differisce dal primo preselettore per la capacità del banco, che è di *tre* serie di *15* lamelle. Si hanno, cioè *15* linee a *tre* fili sulle quali può essere eseguita la ricerca, e l'arco occupa 180°; corrispondentemente l'equipaggio mobile è costituito da un gruppo di tre bracci doppi disposti diametralmente. Non si ha posizione di riposo perchè, come vedremo, il preselettore si arresta in una posizione qualunque.

La quarta serie di lamelle (filo *d*) manca, ed è sostituita da un *contatto di rotazione*, che si chiude tutte le volte che l'àncora viene attratta dal magnete.

Anche qui non si hanno rotazioni a vuoto, perchè quando il gruppo dei brac-

cetti ha finito di esplorare l'arco con una delle estremità, inizia l'esplorazione mediante i contatti della estremità opposta. Durante un giro completo dell'equipaggio il banco viene esplorato due volte. La velocità di esplorazione è di circa 40 passi al secondo anche per il secondo preselettore.



1 – Banco dei contatti.
2 – Dado di fissaggio dell'asse di rotazione.
3 – Dado di fissaggio del meccanismo di avanzamento.
4 – Piastra di base del meccanismo di avanzamento.
5 – Arresto della corsa di ritorno dell'àncora.
6 – Magnete.
7 – Àncora con piolino di ebanite di azionamento del contatto *d*.
8 – Contatto di rotazione (filo *d*).
9 – Leva dell'àncora.
10 – Nottolino di spinta.
11 – Ruota dentata.
12 – Arresto del nottolino di spinta.
13 – Molla di arresto.

Fig. 113 – Selettore rotativo Siemens a 15 posizioni (secondo preselettore).

In entrambi i preselettori i braccetti sono accessibili dall'esterno a mezzo di *molle di adduzione* fissate all'estremità del banco e terminate da codette a saldare. Durante la rotazione le molle di adduzione strisciano con continuità alla base dei braccetti, permettendo il passaggio regolare della corrente.

Un terzo tipo di selettore a semplice rotazione è il *commutatore pilota*, impiegato nel sistema Siemens non per la ricerca di linee, ma per stabilire volta a volta, nelle successive posizioni, contatti diversi fra le estremità dei circuiti terminanti al banco dei contatti. Mancano pertanto le *molle di adduzione*. Le posizioni sono 11, ciascuna di 5 contatti; conseguentemente anche i braccetti sono 5.

Fra i selettori a semplice rotazione rientrano i cercatori di chiamata, adoperati nelle centrali private, i selettori a motore, ecc.; organi che, per il loro impiego limitato a casi speciali, ci esimiamo dal descrivere dettagliatamente.

71. Selettori a due movimenti. — Il selettore Siemens a due movimenti può compiere, passo a passo, dieci movimenti di traslazione verticale (sollevamento) e dieci di rotazione. Si hanno quindi $10 \times 10 = 100$ posizioni possibili.

Nel tipo di selettore più antico, direttamente derivato dal selettore Strowger, il banco dei contatti è costituito da tre gruppi, di 10×10 lamelle ciascuno, sovrapposti e corrispondenti ai tre fili di ciascuna linea (a, b, c).

L'albero del selettore (fig. 114) coincide con l'asse geometrico del banco, e porta tre braccetti, isolati fra di loro e dall'asse, a distanza tale che ciascuno esplora la lamella corrispondente in uno dei tre gruppi del banco.

L'albero lavora a sbalzo, ed è guidato dal meccanismo di avanzamento posto al disopra del banco.

Nel modello più recente, installato in tutte le centrali Siemens più moderne, per risparmio di spazio il meccanismo di avanzamento è disposto nello spazio antistante al banco dei contatti, lateralmente rispetto all'asse ed al gruppo dei tre braccetti.

Senza entrare in minuziose descrizioni, che meglio vengono sostituite da un esame diretto dell'organo, notiamo dalle figg. 114 e 115:

le *bobine* dei due *magneti*; quella inferiore di *sollevamento*, quella superiore di *rotazione* collocate internamente al blocco del selettore.

Nei selettori Siemens-Strowger vecchio tipo esiste un terzo magnete di *disinnesto* (fig. 114), che riporta l'equipaggio mobile nella posizione di riposo, direttamente da una qualunque delle posizioni di lavoro raggiunte.

Il selettore moderno manca di questo magnete; il ritorno a riposo viene compiuto dall'equipaggio mobile percorrendo fino in fondo l'arco delle lamelle e quindi scendendo in basso e ruotando all'indietro. I braccetti percorrono sempre, pertanto, una rotazione completa sul livello di lamelle raggiunte, e ciò porta ad un uniforme consumo di tutte le lamelle; nel tipo precedente, invece, venivano logorate molto le prime lamelle e meno le ultime;

le *àncore di sollevamento* o *di rotazione*, le quali a mezzo di *nottolini* e *molle* di contrasto, fanno sollevare e ruotare passo a passo l'*equipaggio mobile*, costituito dai tre *braccetti* di contatto.

il *pettine* di guida per il sollevamento dell'albero, contro cui impegna il nottolino di sollevamento, ed il *cilindro dentato*, per la rotazione;

la *molla* avvolta sull'asse, che si carica durante il sollevamento e la rotazione, scaricandosi a fine corsa, riporta l'equipaggio mobile a riposo;

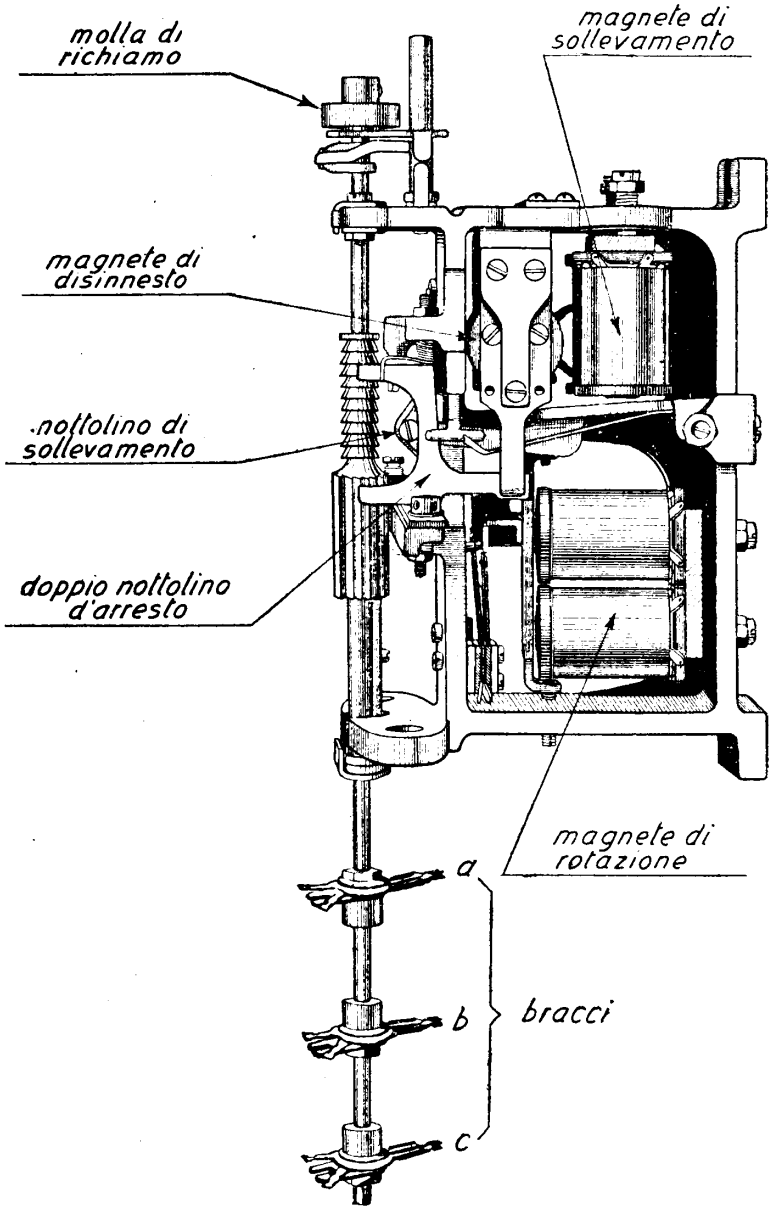


Fig. 114 – Equipaggio mobile e meccanismo del selettore Siemens-Strowger.

il *cordoncino* flessibile che prolunga i tre terminali dei braccetti di contatto verso il circuito esterno;

il *banco dei contatti* con le tre serie distinte di lamelle e, posteriormente, le codette a saldare;

un gruppo di molle, detto *contatto di testa*, che si commuta non appena il selettore esegue il primo passo di sollevamento, e torna a riposo con il ritorno a riposo dell'equipaggio mobile;

un secondo gruppo di molle, detto *contatto di rotazione*, che a sua volta si commuta non appena si inizia il movimento di rotazione, e torna a riposo quando l'equipaggio mobile, avendo percorso tutte e dieci le posizioni di un livello del banco di contatti ha completato la rotazione;

un contatto del *magnete di rotazione*, che viene azionato tutte le volte che il magnete attrae.

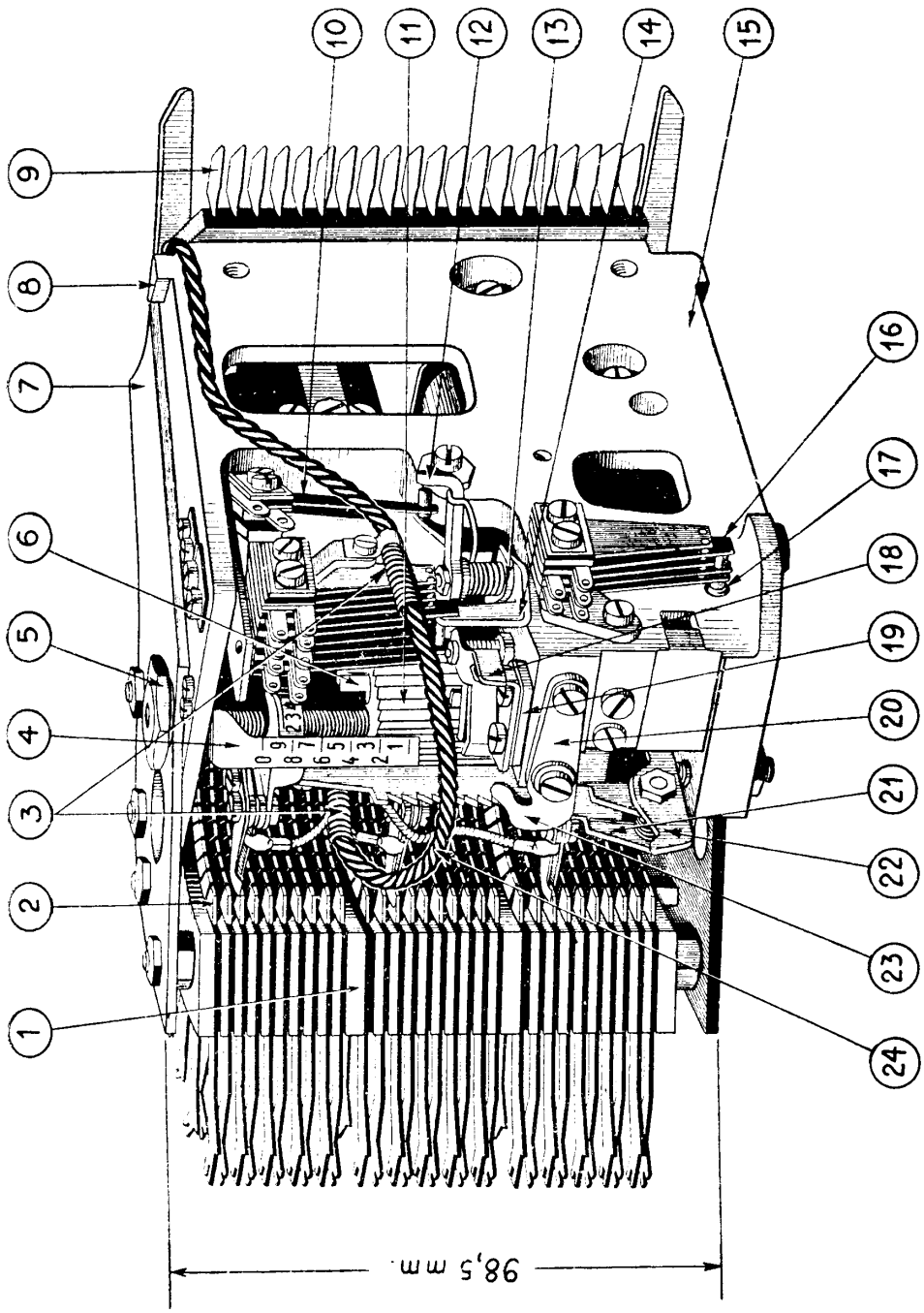
Il selettore a due movimenti è di un solo tipo, per i diversi usi. Come *selettore di gruppo*, i movimenti di sollevamento sono quelli comandati dall'esterno (*scelta del livello*) e vengono compiuti ad una velocità di dieci passi al secondo; mentre quelli di rotazione, che avvengono subito dopo raggiunto il livello desiderato, si compiono automaticamente ed a velocità maggiore (circa 40 passi al secondo).

Come *selettore di linea* entrambi i movimenti sono comandati dall'esterno, e la velocità è di dieci passi al secondo, sia in sollevamento sia in rotazione.

III. Raggruppamento e funzionamento degli organi nella centrale Siemens.

72. Esempio di piccola centrale automatica a dieci linee. — Nell'esempio che segue illustriamo il funzionamento di un centralino elementarissimo, facente uso di selettori a semplice rotazione. Ciò darà modo di cominciare a comprendere il gioco degli automatismi, facilitando la comprensione degli schemi più complessi. L'esempio si riferisce ad un centralino per un massimo di 10 abbonati. Nel disegno ne sono indicati due (fig. 116). Ogni abbonato (*1*, *2*... *0*) è collegato, a mezzo della linea, ad un proprio selettore rotativo a 10 passi. I banchi dei selettori sono a 3 fili (*a*, *b*, *c*) e *tutti multiplati* fra di loro. Si vede che la linea *a b* di ciascun abbonato è collegata tanto all'ingresso del selettore (contatti t_1) che a due fili del multiplo, e precisamente, per il numero 1 al multiplo del passo 1, per l'abbonato *2* al multiplo del passo 2 e così via. I terzi fili (fili *c*) sono unicamente multiplati sui banchi di contatto e fanno capo ciascuno a dei relè T_1, T_2, T_3 ..., uno per ogni abbonato.

L'abbonato *1* distacca il ricevitore: attraverso il circuito di linea si eccita il relè A (con i suoi due avvolgimenti); il contatto a' fa eccitare V, quello a'' apre il circuito del magnete D di rotazione, che altrimenti sarebbe chiuso da V' Quindi l'abbonato manovra il disco inviando, per es., la cifra 2. Le due interruzioni di linea prodotte dal disco provocano due brevi cadute di A; V non si diseccita durante queste due brevi cadute, essendo fortemente ritardato. Perciò, a mezzo del contatto a'' (che, essendo di riposo, si chiude ad ogni caduta di A); il magnete di



1 – Banco di contatti. *2* – Lamella di contatto. *3* – Spirale di protezione del cordone. *4* – Scala indicatrice. *5* – Dado di fissaggio del selettore. *6* – Dente di disinnesto. *7* – Piastra. *8* – Guida posteriore di fissaggio. *9* – Striscia di collegamento a coltelli. *10* – Molla contatto di rotazione. *11* – Cilindro dentato. *12* – Braccio dell'àncora di rotazione. *13* – Nottolino di rotazione con molla. *14* – Leva del contatto di rotazione. *15* – Blocco di fusione del selettore. *16* – Contatto di testa. *17* – Asticciola azionante il contatto di testa. *18* – Nottolino arresto rotazione. *19* – Arresto del nottolino di rotazione. *20* – Arresto del nottolino di sollevamento. *21* – Nottolino di sollevamento con molla. *22* – Braccio dell'àncora di sollevamento. *23* – Lingua di azionamento del contatto di testa. *24* – Cordoncino dell'equipaggio mobile.

Fig. 115 – Selettore Siemens nuovo modello.

rotazione D viene eccitato due volte e col suo nottolino, provoca il movimento dell'albero porta-bracci, mandandolo dalla posizione di riposo al passo 2. È da notare che, mentre i bracci strisciano sul banco di contatto, i contatti p' e p'' sono *aperti* e quindi nessun collegamento avviene fra il banco stesso e l'abbonato chiamante (in caso contrario si avrebbero disturbi agli altri abbonati che eventualmente fossero in conversazione su quei passi). Inoltre, si vede che la corrente di lavoro del magnete D attraversa anche il relè ritardato S il quale si mantiene eccitato per tutta la durata del *treno di impulsi*: terminato questo, A si rieccita stabilmente e quindi S cade e col proprio contatto s inserisce il *relè di prova* P. Questo relè, che attraverso al terzo braccio, viene collegato al filo c e quindi al relè T_2, *prova* se sul filo vi siano, oppure no, tensioni negative; se l'abbonato *2* è libero vi è la tensione negativa applicata a T_2, P si eccita insieme con T_2 e *blocca*. Infatti per la chiusura di p^{IV} viene messa stabilmente una tensione positiva al relè P e quindi al filo c di abbonato. In questa condizione il numero *2* è bloccato, ossia non può essere raggiunto da nessun altro selettore. Infatti se il relè P di un altro selettore *facesse la prova* sullo stesso filo c esso troverebbe non più tensione negativa, ma la tensione positiva, ivi applicata dal relè P del selettore dell'abbonato *1*, e quindi il secondo relè P non potrebbe eccitarsi.

I contatti p' e p'' si chiudono e gli abbonati *1* e *2* sono regolarmente collegati e possono conversare fra di loro. Si noti che i contatti t_2 si aprono per disconnettere dalla linea dell'abbonato *2* il relè A di alimentazione del selettore *2*, giacchè la conversazione è già alimentata dal selettore *1*.

Quando, terminata la conversazione, i due abbonati riappendono il ricevitore, cade A e quindi, con ritardo, V.

Poichè il contatto K (contatto di rotazione) che si chiude non appena il selettore esce dalla posizione di riposo, è chiuso, quando cade V si eccita a mezzo di v'' un magnete di disinnesto M, che alza il nottolino che teneva bloccata la ruota dentata solidale coll'albero, e questo, sotto l'azione di una molla antagonista, torna a riposo, riaprendo K (1).

Tornato il selettore a riposo, viene aperto il circuito di P e questo cade.

Si noti la presenza del contatto p''' che ha lo scopo seguente: a causa del ritardo di V, a'' si richiude prima che v' si apra; se non vi fosse il contatto p''' (aperto) il magnete D riceverebbe corrente facendo fare un passo avanti al selettore.

Riassumendo, le funzioni di ciascun relè o magnete, funzioni che ritroveremo negli schemi più complessi, sono:

A, relè di *impulsi ed alimentazione*;

V, relè di *occupazione* (per occupazione si intende la *predisposizione* data al selettore di ricevere i comandi dell'abbonato);

---

(1) Il selettore a rotazione necessario per la realizzazione dello schema qui descritto differisce da quelli esaminati nei paragrafi precedenti per la presenza del magnete di disinnesto. I tipi descritti da noi e provvisti del solo magnete di rotazione sono quelli correntemente impiegati come preselettori nelle centrali urbane, di cui studieremo lo schema di funzionamento più oltre.

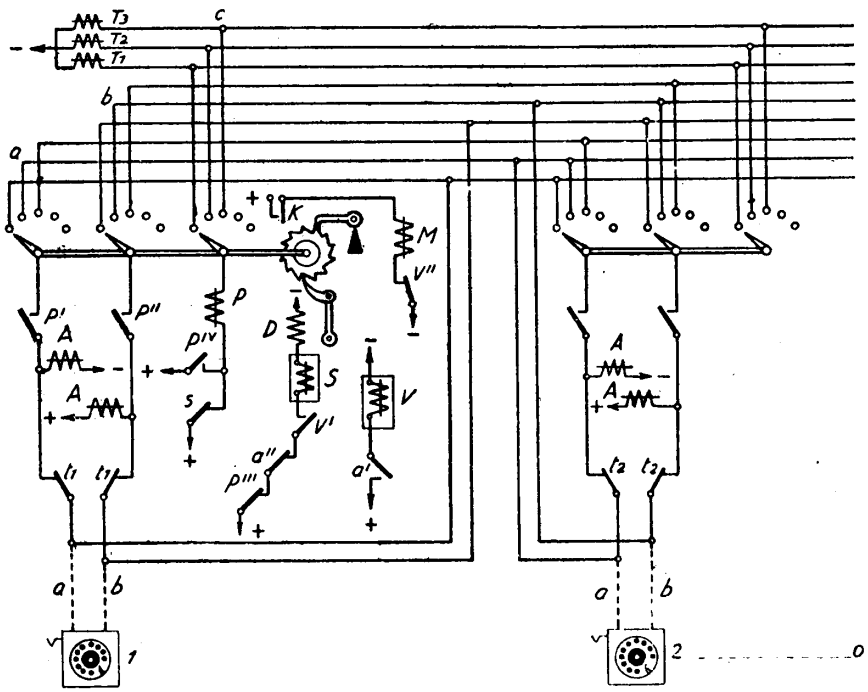


Diagramma di funzionamento dei relè

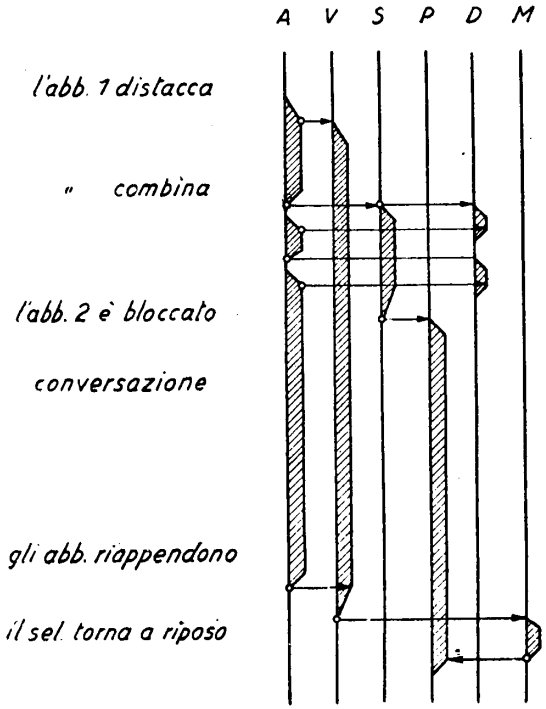


Fig. 116 – Piccola centrale automatica a 10 linee.

S, relè di *commutazione* (per commutazione si intende l'operazione che determina la fine di una fase di selezione);

P, relè di *prova e blocco*;

D, magnete di *rotazione*;

M magnete di *disinnesto*;

T_1 T_2 T_3 ... relè di *linea* d'abbonato.

73. Principio della preselezione. — Nell'esempio ora riportato si è supposto che a ciascuna linea di abbonato sia collegato un proprio selettore: ciò può essere fatto in un piccolo centralino, ma in una centrale più grande non sarebbe economico. Infatti già si è visto in telefonia manuale che i bicordi non sono previsti in numero uguale alla metà degli abbonati, ma sono in numero ben inferiore (12-15 bicordi per 100 abbonati).

Consideriamo, d'altra parte, un impianto di 100 abbonati, i quali facciano una media di 15 comunicazioni al giorno della durata di 2′ per abbonato: in tal caso ciascun selettore non sarebbe utilizzato che per 30′ nelle 24 ore, con un rendimento economicamente inammissibile. Allora, sfruttando il fatto che i 100 abbonati non compiono i loro 30′ di conversazione contemporaneamente, ma avvicendandosi durante la giornata, si fa in modo che gli stessi selettori possano servire ora l'uno ora l'altro riducendoli, per es., a 10 ed istituendo la *preselezione*, ossia la *scelta preventiva* dell'organo di selezione.

Riferiamoci alla fig. 117; a ciascuna linea d'abbonato è collegato un selettore rotativo (in generale a 10 passi) al cui banco di contatto fanno capo i selettori: nel caso della figura i *selettori di linea* (S. L.) cioè quelli al cui banco sono collegate le linee d'abbonato. Questi ultimi selettori siano del tipo a sollevamento e rotazione, ed a 100 posizioni, una per abbonato. I S. L., in numero di 10, possono venire collegati ad uno qualunque dei 100 abbonati; infatti quando un abbonato chiama, il relativo *preselettore* (P. S.) si mette automaticamente a ruotare ricercando un S. L. libero, e, arrestandosi quando i suoi bracci lo hanno incontrato, effettua il collegamento in modo che, quando l'abbonato invia le 2 cifre di selezione, queste sono ricevute dal S. L. scelto. I 10 S. L. sono multiplati sui banchi dei 100 P. S.

Il movimento di rotazione per cui il P. S. prova successivamente ed automaticamente tutti i passi del proprio banco ricercando un S. L. libero dicesi *selezione libera*, in quanto si compie senza il *comando del disco combinatore*, in contrapposto alla cosidetta *selezione comandata* che è quella effettuata sotto il comando del disco stesso.

Un altro sistema di effettuare la preselezione, adoperato p. es. dall'Autelco nelle centrali più moderne, è quello rappresentato dalla fig. 118. Qui, la disposizione è inversa alla precedente: le linee di abbonato sono collegate al banco di un selettore a 100 posizioni detto *cercatore di chiamata* (C. C.) e ai bracci di tale organo è collegato il S. L. Quando un abbonato distacca il ricevitore il C. C. si mette automaticamente in rotazione cercando l'abbonato chiamante ed arrestandosi quando i suoi bracci incontrano i contatti relativi. In tal modo il S. L. è collegato

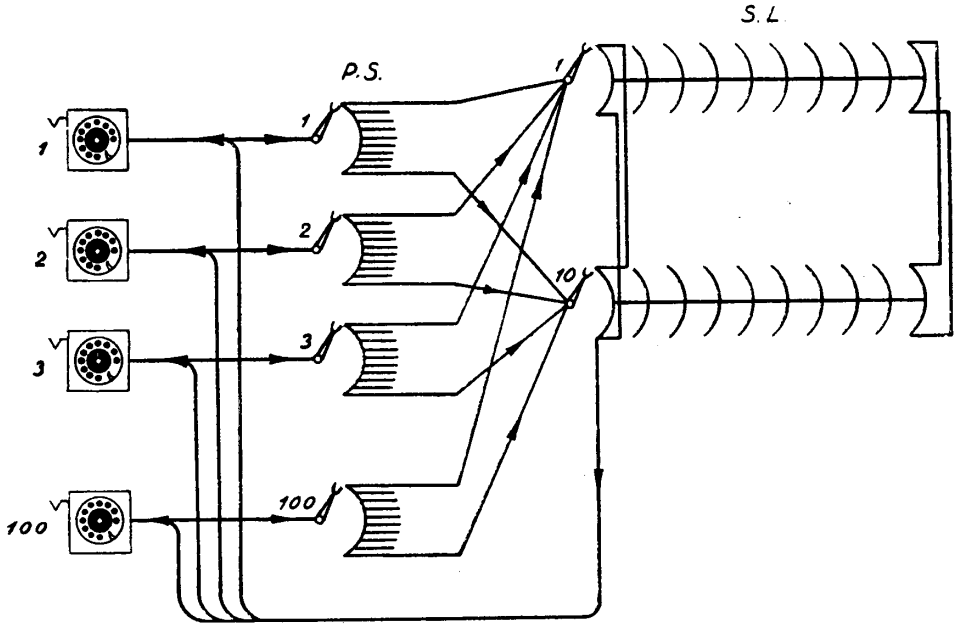


Fig. 117 – Centrale a 100 numeri con preselettori.

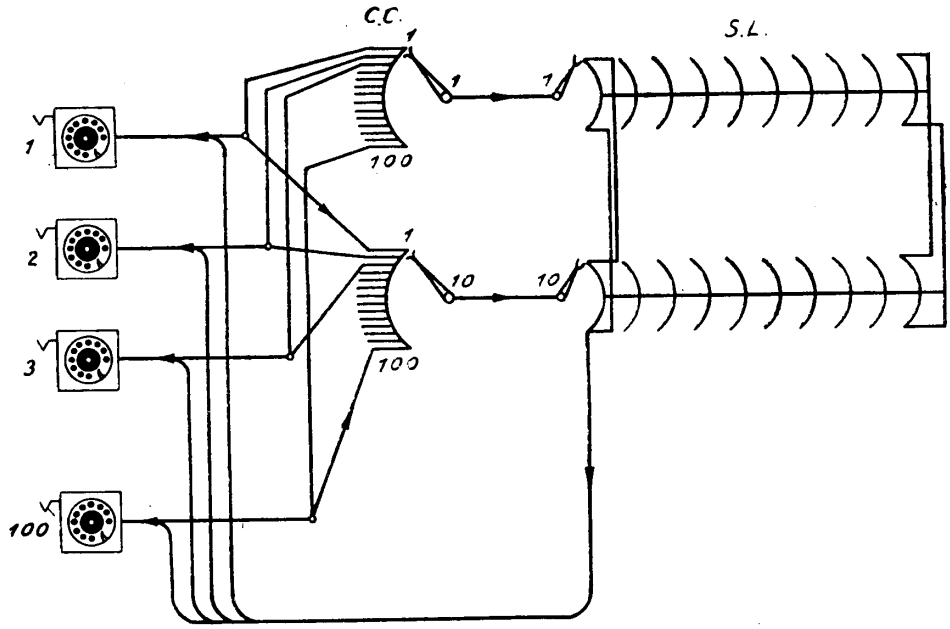


Fig. 118 – Centrale a 100 numeri con cercatori.

all'abbonato e questi può inviare gli impulsi di selezione. Si hanno C. C. in numero sufficiente a smaltire tutte le chiamate contemporanee; in un impianto di tal genere si avranno quindi 10 C. C. a 100 passi (giacchè tutti i 100 abbonati devono essere multiplati su tutti i banchi di essi) e 10 S. L.

Nel caso dei preselettori si dice che la preselezione è *diretta in avanti* (cioè verso il S. L.) mentre, nel caso dei cercatori, si dice che la selezione è *diretta all'indietro* (cioè verso gli abbonati).

Naturalmente, per i cercatori è necessario un *circuito ausiliario* che, quando un abbonato chiama, determina la messa in moto di uno di essi.

In tale sistema, l'insieme di un C. C. collegato col proprio S. L. dicesi *cordone*, giacchè esso riproduce all'incirca il modo di operare del bicordo nel sistema manuale, cercando *all'indietro* l'abbonato chiamante e *in avanti* l'abbonato chiamato (1).

74. Centrali con più di 100 numeri. — La centrale del tipo indicato nelle figg. 117 e 118 (sia essa a P. S. oppure a C. C.) è, nell'ipotesi che si usi per il S. L. il tipo a sollevamento e rotazione (10 livelli × 10 passi) capace di contenere al massimo 100 numeri di abbonato per 10 comunicazioni contemporanee.

Vediamo (fig. 119) come si proceda per costituire, con lo stesso tipo di selettore, una centrale fino a 1000 numeri.

Ai banchi dei P. S. (uno per abbonato) sono collegati dei selettori (a sollevamento e rotazione) detti *selettori di gruppo* (S. G.).

Ammesso che il 10 % degli abbonati debba poter chiamare contemporaneamente, tali S. G. saranno in numero di 100. Ogni S. G. possiede *10 livelli* (o *decadi*) ciascuna con *10 passi*. Tutti i livelli di ugual ordine sono multiplati fra di loro, cioè tutti i 100 livelli *1*, tutti i livelli *2*, e così via (ciascuno di 10 passi), saranno multiplati fra di loro (come indica la fig. 120) e daranno luogo a 10 uscite verso 10 S. L. I 100 abbonati multiplati per es. sui banchi dei 10 S. L. collegati al livello *3*, avranno la numerazione 3-00 e 3-99: così l'abbonato chiamante, con la cifra 3 fa sollevare il S. G. al livello *3*; il selettore cerca automaticamente un S. L. libero fra i dieci del centinaio 3; con le due cifre successive si raggiunge l'abbonato chiamato.

Analogamente i 100 livelli *1* tutti multiplati fra di loro daranno luogo a 10 uscite verso i 10 S. L. del centinaio 1 i cui abbonati avranno la numerazione 100-199; e così via fino al centinaio 900-999 e 000-099.

Come si è detto, il S. G. appena sollevato al livello determinato dalla prima cifra, ruota automaticamente, in *selezione libera* (cioè indipendente dal comando dell'abbonato) cercando il 1° libero dei S. L. e appena lo trova, lo *blocca* e stabilisce il collegamento tra l'apparecchio chiamante ed esso. La rotazione libera è rapidissima (circa 40 passi al secondo) in modo che, se anche il S. G. debba effet-

(1) Il sistema a cercatori è impiegato da Siemens per le centrali private; le grandi centrali fanno uso esclusivamente del sistema a preselettori. Invece l'impiego di cercatori è comune nei sistemi a comando indiretto che esamineremo più avanti.

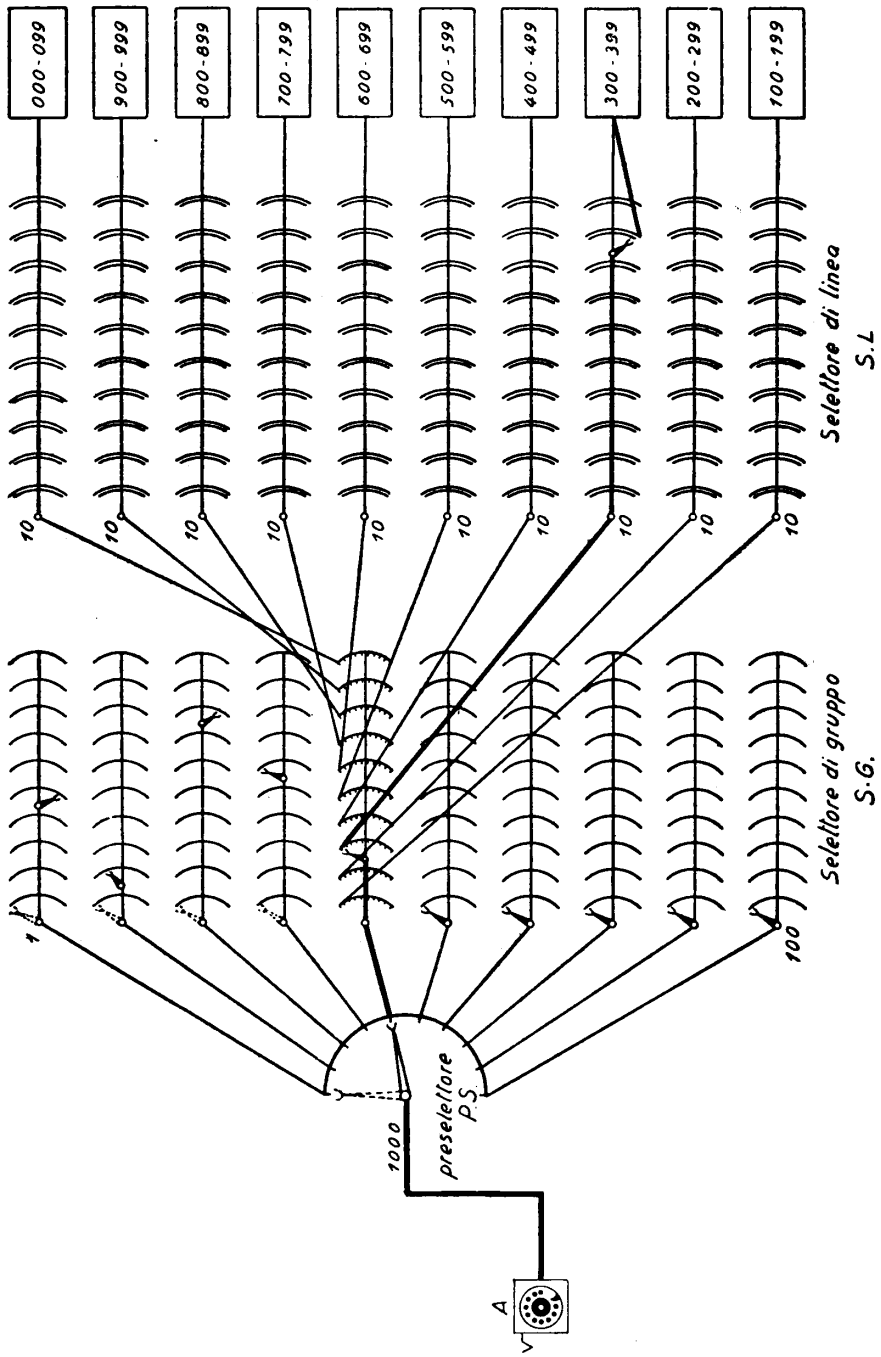


Fig. 119 – Esempio di giunzione automatica per 1000 numeri.

tuare tutti i 10 passi di rotazione (nel caso che solo il decimo S. L. sia libero), tale movimento avvenga in una frazione di secondo e quindi resti con-

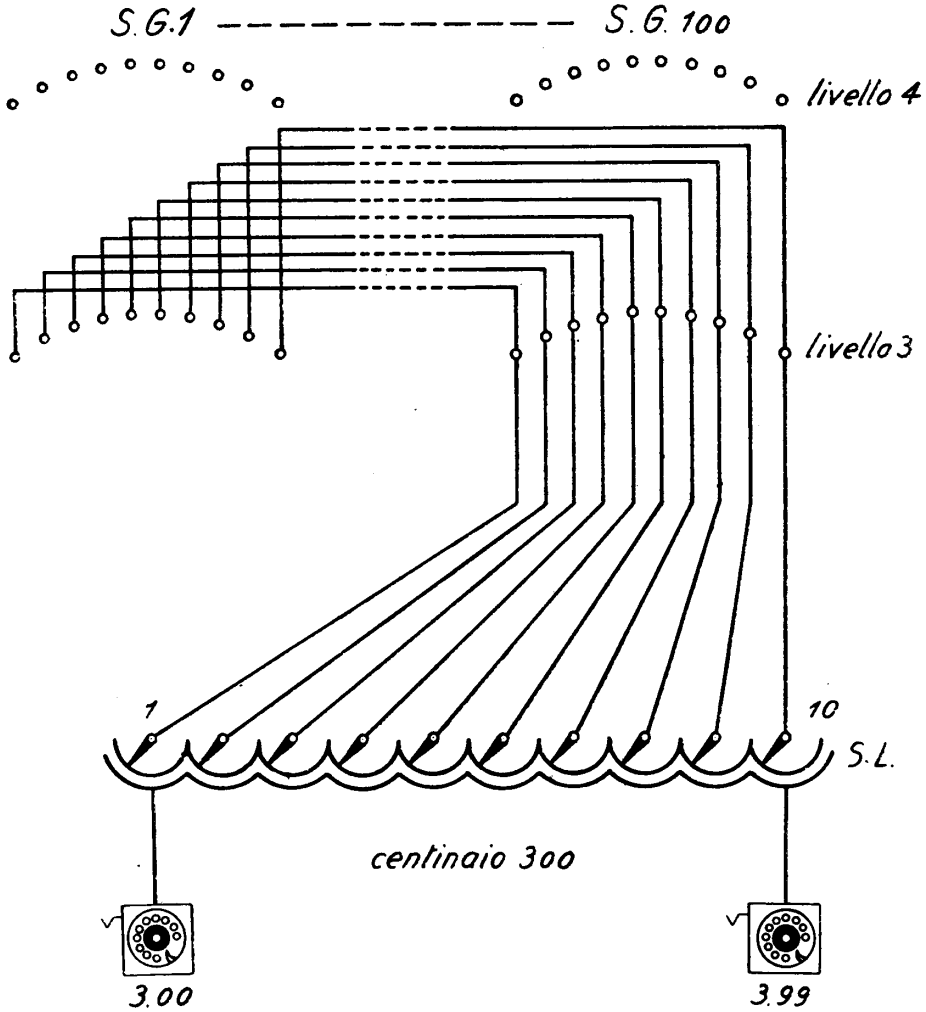


Fig. 120 – Multiplazione dei banchi dei selettori di gruppo.

tenuto nella pausa di tempo compresa fra la formazione della prima e quella della seconda cifra [1].

[1] Si ricordi a questo proposito quanto si ebbe a dire spiegando il funzionamento del disco combinatore, sulla distanza che separa il primo foro (cifra 1) dall'arresto del dito (n° 36).

La centrale da 1000 numeri, schematizzata nel suo complesso nella fig. 121 comporta quindi l'impiego di 1000 I P. S., 100 S. G. e 100 S. L., divisi in 10 gruppi (o centinaia) da 10 ciascuno.

Aumentando un *grado di selezione* e quindi una cifra (passando da tre a quattro cifre), si passa ad una centrale a 10.000 numeri (fig. 122).

La centrale a 10.000 si può considerare come il raggruppamento di 10 centrali da 1000 ciascuna. Osserviamo che il primo migliaio di P. S. è collegato, come nel caso precedente, a 100 primi *selettori di gruppo* (I S. G.): questi sono dunque in

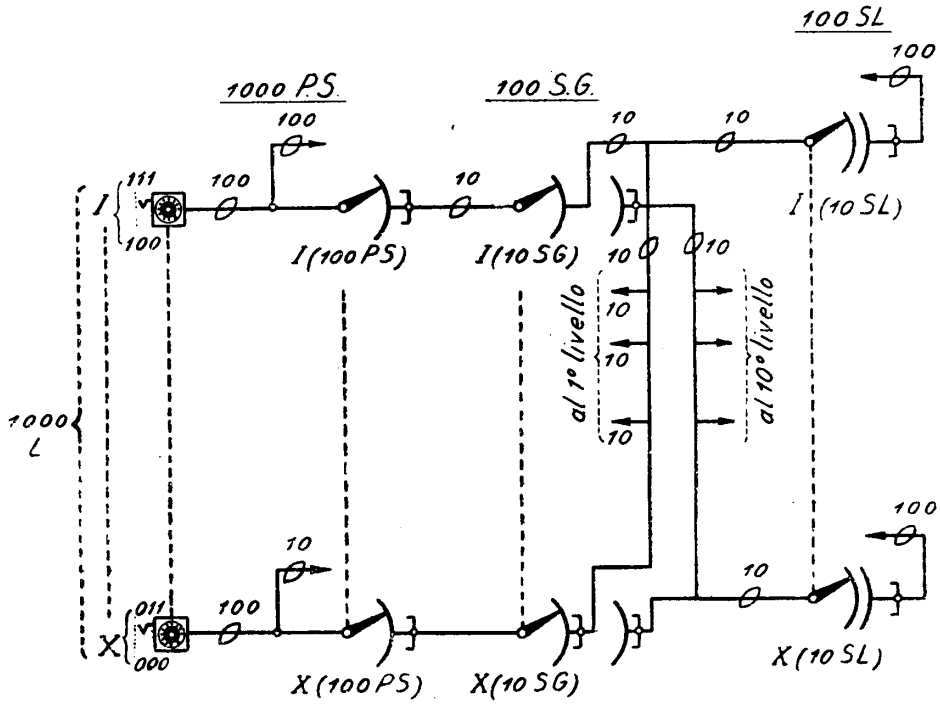


Fig. 121 – Schema di una centrale per 1000 numeri.

tutto 100 × 10 = 1000 ciò che corrisponde alla possibilità di 1000 chiamate contemporanee. Il livello *1* di ciascuno dei 10 gruppi da 100 I S. G. (multiplati in modo che si abbiano 10 linee uscenti) porta a 10 II S. G.; i II S. G. così raggiunti hanno, a loro volta, i rispettivi livelli multiplati fra loro ed ogni livello porta a 10 S. L.; in tutto 10 gruppi da 10 S. L. i cui abbonati sono raggiunti facendo prima la cifra 1 sul I S. G. poi la cifra da 1 a 0 sul II S. G. ed infine le due cifre finali sul S. L. La numerazione di questi 100 abbonati sarà quindi da 1111 a 1000.

Lo stesso ragionamento si applica per il livello *2* dei I S. G. (abbonati dal 2111 al 2000), per il livello *3* dei I S. G. (abbonati dal 3111 al 3000) e così via fino al livello *0* (abbonati dallo 0111 al 0000).

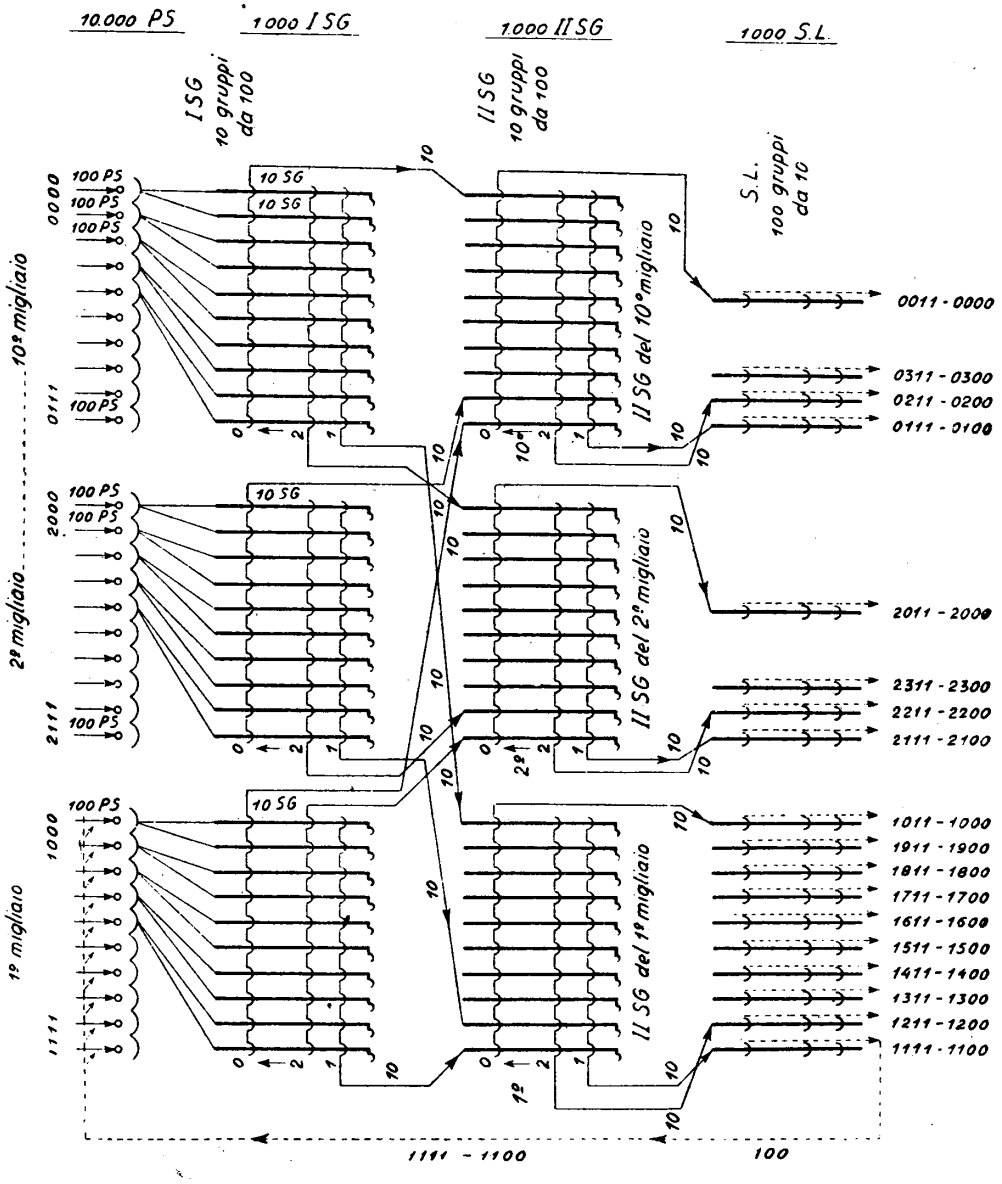


Fig. 122 – Schema di una centrale per 10.000 numeri.

Si vede quindi che nel sistema a *10.000* o a *4 cifre*, l'abbonato chiamante colla *prima* cifra sceglie il *migliaio*, colla *seconda* il *centinaio* e colle ultime due le *decine* e le *unità* dell'abbonato chiamato. La centrale ha quindi: *10.000 P. S.*, *1000 I S. G.* divisi in 10 gruppi da 100, 1000 II S. G. divisi in 10 gruppi da 100 (detti *migliaia*, perchè ciascuno di essi serve un migliaio) 1000 S. L. divisi in 100 gruppi (detti *centinaia*) da 10.

La numerazione è a 4 cifre da 1111 a 0000: colla *prima* (fatta sul I S. G.) l'abbonato chiamante sceglie il *migliaio*, colla *seconda* (fatta sul II S. G.) sceglie il

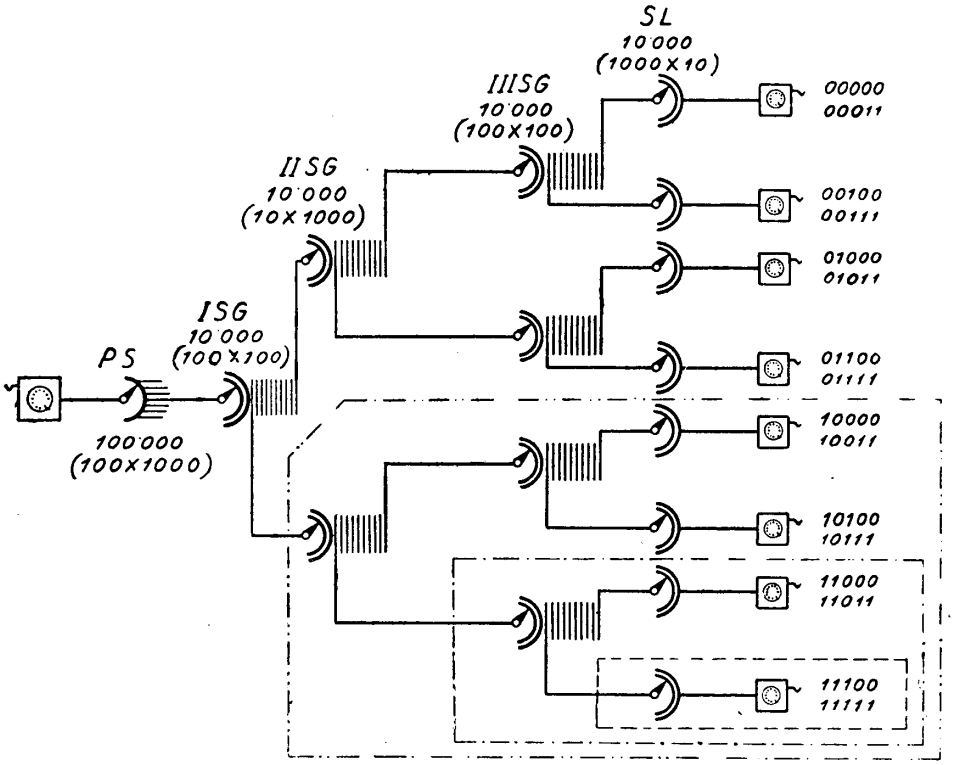


Fig. 123 – Schema di una centrale per 100.000 numeri.

centinaio, colle *due ultime*, al solito, le *decine* e le *unità* sul S. L. La centrale indicata può dare 1000 comunicazioni contemporanee.

Analogamente si passa al sistema a 100.000 a 5 cifre, per 10.000 comunicazioni contemporanee con numerazione da 11111 a 00000; qui avremo il I S. G., il II S. G. ed il III S. G. davanti al S. L.

Come appare dalla fig. 123 i *100.000 I P. S.* sono divisi in 100 gruppi da 1000, ciascuno dei quali raggiunge un proprio gruppo di 100 I S. G. (che quindi sono in tutto 100 × 100 = 10.000). Tutti i 10 livelli di ugual ordine dei I S. G. portano

ciascuno ad un gruppo di 1000 II S. G. (dei quali ve ne sono quindi 10 gruppi, 10 × 1000 = 10.000). In ogni gruppo di II S. G. i dieci livelli portano ciascuno ad un gruppo di 100 III S. G. (dei quali ve ne sono dunque 100 gruppi da 100, in tutto 10.000); in ogni gruppo di III S. G. i dieci livelli portano ciascuno ad un gruppo di 10 S. L. (dei quali ve ne sono dunque 1000 gruppi da 10, in tutto 10.000).

Si vede quindi che l'abbonato, colla prima cifra (I S. G.) sceglie il gruppo da 10.000, colla seconda (II S. G.) il migliaio, colla terza (III S. G.) il centinaio, colle ultime due (S. L.) al solito l'abbonato.

Analogamente ancora in un sistema a 1.000.000, la numerazione sarà a 6 cifre e cioè da 111.111 a 000.000; la prima (I S. G.) sceglie il gruppo da 100.000, la seconda (II S. G.) il gruppo da 10.000, la terza (III S. G.) il migliaio, la quarta (IV S. G.) il centinaio, la quinta e la sesta (S. L.) l'abbonato.

I sistemi indicati diconsi a *base decimale* in quanto il raggruppamento degli abbonati sui banchi dei selettori è fatto, come si vede, a gruppi multipli di 10. Vedremo in seguito come vi siano sistemi di raggruppamento a base *non* decimale.

Si noti ancora che nella numerazione *lo zero* viene sempre dopo il *nove*: infatti lo zero equivale al *dieci* giacchè il disco combinatore, comandato sullo zero, invia dieci impulsi, epperò come si è visto dopo il 9 viene lo 0; dopo 99, 00; dopo 999, 000; ecc.

75. La 2ª preselezione. — Nei casi esposti precedentemente si è parlato di gruppi di 100 P. S. che ricercano 10 I S. G. comuni e di gruppi di 1000 I P. S. che ricercano 100 I S. G. comuni. Ora, nel primo caso, usando P. S. a 10 passi, basta multiplare fra loro i 10 passi dei 100 P. S. e collegare alle 10 linee così ottenute i 10 I S. G. Nel secondo caso, per poter fare la stessa cosa, bisognerebbe disporre di P. S. non più a 10, ma a 100 passi.

Ora, i P. S. sono gli organi più numerosi della centrale (essendo in numero uguale a quello degli abbonati) e quindi, per evidenti ragioni economiche, il loro costo deve essere tenuto basso; non converrebbe perciò usare P. S. a 100 passi che risulterebbero assai costosi.

D'altra parte è necessario dare ai 1000 P. S. del gruppo, la possibilità di scegliere uno qualunque dei 100 I S. G. a disposizione; se ciò non fosse non si potrebbe realizzare la condizione di permettere le 100 conversazioni contemporanee, e, d'altra parte, alcuni dei 100 I S. G. rimarrebbero male utilizzati, colla limitazione delle possibilità di scelta, per la disuniforme ripartizione del traffico da un abbonato all'altro.

Si ottiene il risultato di permettere ai P. S. a 10 passi del gruppo di 1000 abbonati, di esplorare 100 I S. G., interponendo fra i P. S. ed i I S. G. una *seconda preselezione* a mezzo di altri preselettori, detti appunto II P. S., che moltiplicano il campo di esplorazione dei I P. S. Lo schema della 2ª preselezione è indicato in fig. 124.

Ai 10 passi del I P. S. sono collegati altrettanti II P. S.; ai 10 passi di ciascun II P. S. sono collegati i I S. G. Quindi per ogni passo del I P. S. vi è la scelta su

10 I S. G., ossia la possibilità di scelta è moltiplicata per 10 e ciascun I P. S. può scegliere fra 100 I S. G.

Naturalmente i II P. S. non sono (come potrebbe apparire dall'esempio) in numero dieci volte maggiore dei I P. S.; essi sono in realtà in numero molto minore dei I P. S. stessi, giacchè ciascun II P. S. è multiplato sui passi di molti (ad es. 100) I P. S.

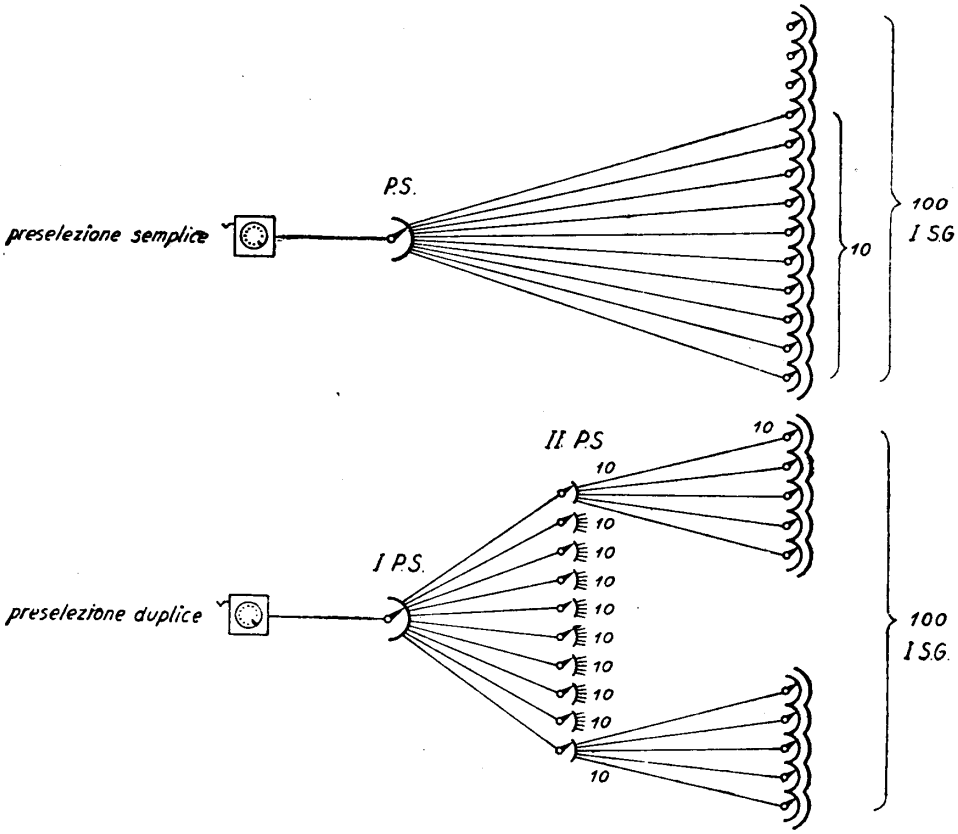


Fig. 124 – Schema di preselezione semplice e duplice.

Ciò appare meglio dalla fig. 125 che indica l'impiego dei II P. S. in un gruppo di 1000 I P. S. a 10 passi in modo da dare a questi la possibilità di scelta su 100 I S. G.

I P. S. hanno i banchi multiplati per gruppi di 100: da ogni gruppo di 100 I P. S. escono dunque 10 linee che sono collegate ad altrettanti II P. S.

Questi ultimi sono dunque $10 \times 10 = 100$; essi, a gruppi di 10, hanno i banchi multiplati insieme: i 10 passi di ogni gruppo sono collegati ad altrettanti I S. G.

Concludendo: in un gruppo di 1000 I P. S. con scelta *completa* verso 100 I S. G., vi sono 100 II P. S.; è evidente come, col mezzo della 2ª preselezione, si raggiunga la possibilità di collegare 1000 I P. S. (a 10 passi) con uno qualunque dei 100 I S. G. del gruppo, con il solo impiego supplettivo di 100 organi a 10 passi in luogo della trasformazione a 100 passi dei 1000 I P. S.

L'allargamento del campo di ricerca si può analogamente ottenere nel sistema a cercatori con la *doppia ricerca.*

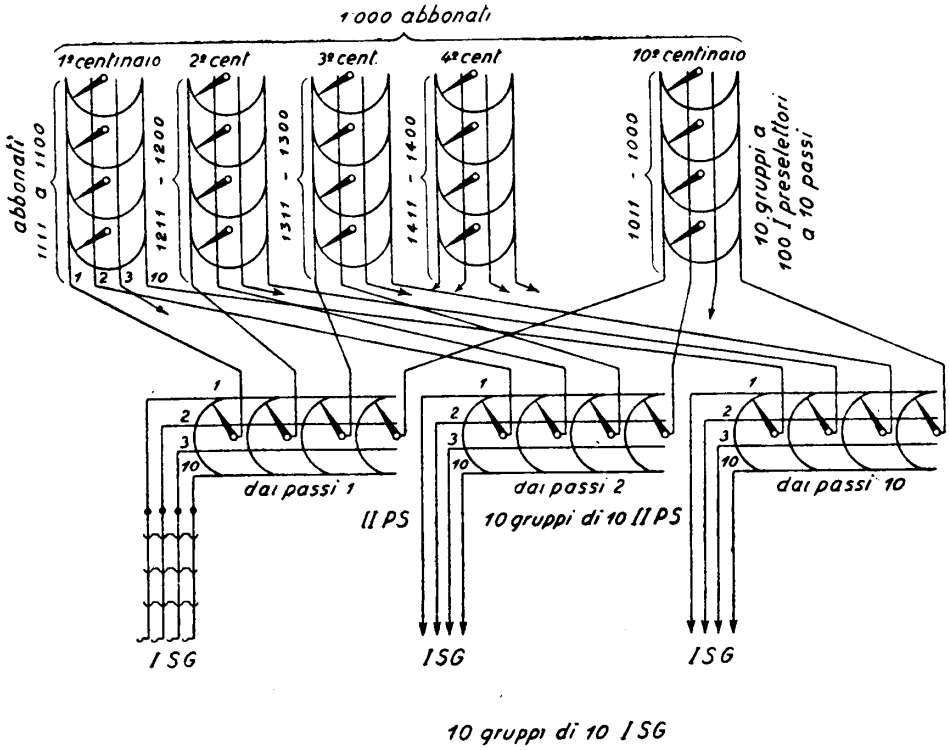


Fig. 125 – Preselezione duplice in un gruppo di 1000 abbonati.

Si abbia un gruppo di 1000 linee d'abbonato, a disposizione delle quali vengono messi, al solito, 100 I S. G.: per il buon sfruttamento di questi ultimi è necessario che qualunque linea d'abbonato possa raggiungere un qualunque I S. G. Se si adotta il sistema a cercatori di linea (o cercatori di chiamata), così come è indicato dalla fig. 126, per ottenere lo scopo bisognerebbe impiegare cercatori a *1000 passi*, in modo cioè da poter collegare tutti i 1000 abbonati sui banchi dei C. C.

Le fig. 126 e 127 indicano il sistema di attuazione della doppia ricerca: i 1000 abbonati sono divisi in 10 gruppi di 100, ciascuno servito da 10 cercatori a 100 passi: i bracci di tali cercatori (detti I C. L.) fanno capo, a loro volta, al banco

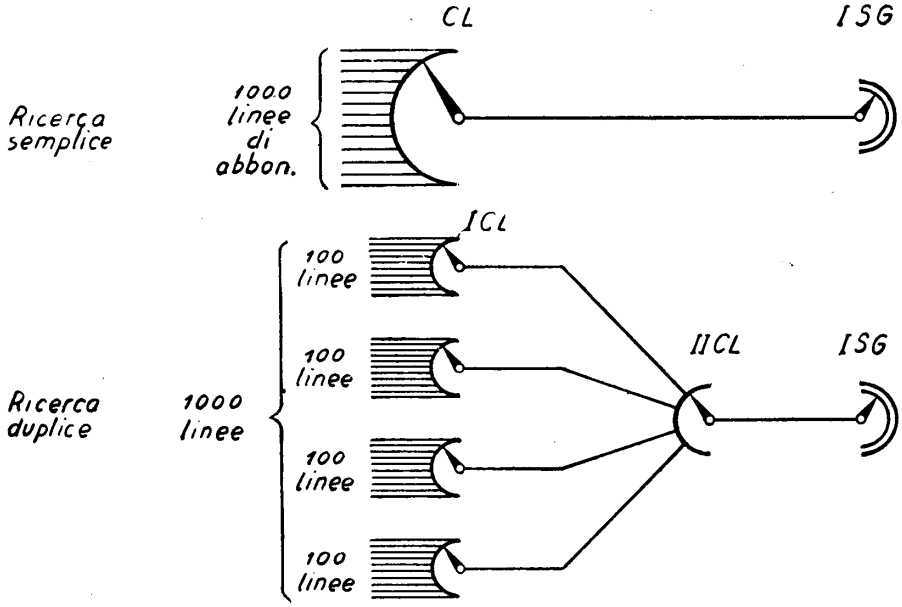


Fig. 126 – Ricerca semplice e duplice.

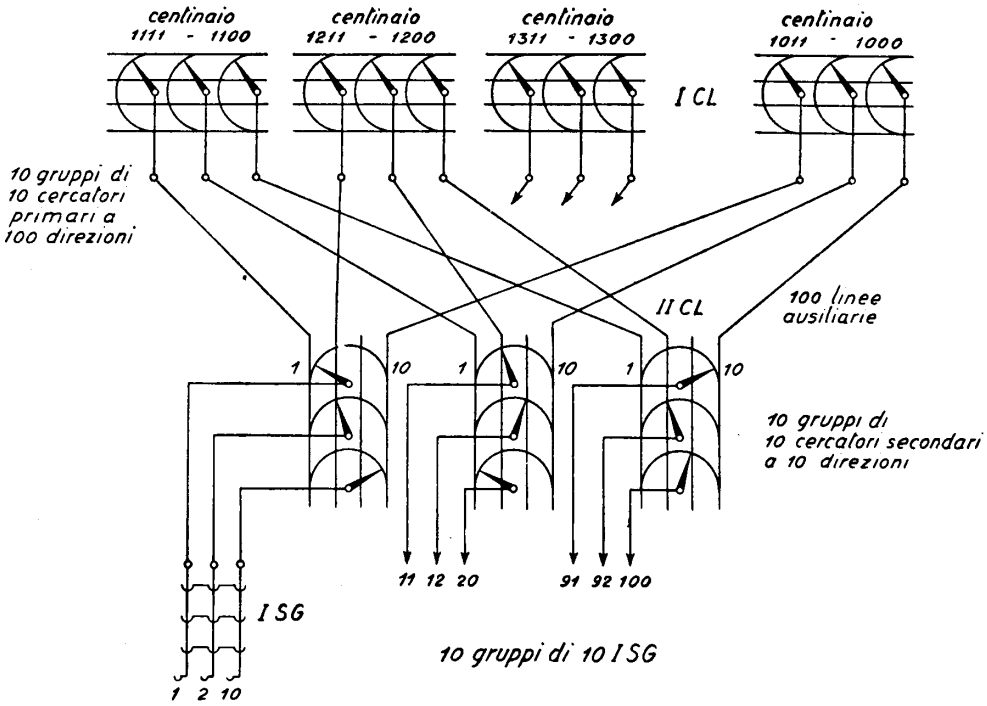


Fig. 127 – Doppia ricerca in un gruppo di 1000 abbonati.

dei II C. L., i cui bracci sono collegati al I S. G. associato; si vede come attraverso al II C. L., lo stesso I S. G. possa raggiungere uno qualunque dei 1000 abbonati.

Impiegando 100 II C. L. a 10 passi si è così ottenuto lo stesso risultato che avrebbe richiesto la trasformazione dei 100 I C. L. da 100 passi a 1000 passi.

Anche qui l'economia è evidente (senza parlare della difficoltà di costruire dei C. L. a 1000 passi).

76. Osservazioni riassuntive sul sistema Siemens-Strowger. — Siamo ora in grado di riassumere le caratteristiche del sistema che stiamo esaminando.

A) *Il sistema è di tipo « passo a passo ».*

B) *La base della numerazione è decimale.*

A questo proposito dobbiamo avvertire che negli esempi fatti viene rispettata la rigorosa numerazione decimale: preselettori e selettori sono a 10, a 100 linee; le comunicazioni simultaneamente permesse sono il 10 % del numero degli abbonati di ogni gruppo. Ne risulta che anche il numero degli organi è multiplo di 10.

In realtà queste ipotesi rigide non vengono mantenute e non sarebbe conveniente il farlo, come meglio vedremo al cap. VIII, dedicato alla trattazione dei problemi del traffico e della progettazione di una centrale.

Abbiamo visto che il secondo preselettore è a 15 passi e non a 10; i gruppi principali di abbonato sono, più spesso che di mille, di duemila; la percentuale di organi di selezione messi a disposizione per un gruppo di abbonati non è fissata a priori, ma viene calcolata in funzione del maggiore o minore numero di conversazioni previsto e della loro durata media.

Comunque, la base numerica del sistema rimane decimale, soprattutto per il legame fra la numerazione delle linee, il disco combinatore decimale e la selezione libera fra 10 livelli.

C) *I gradi di selezione sono* $(n - 1)$, *se* n *sono le cifre componenti il numero dell'abbonato.*

Per gradi di selezione devono intendersi i selettori necessari per la selezione comandata. Si ha:

per 100 abbonati: Numerazione da 11 a 00
Numero delle cifre: $n = 2$
Gradi di selezione: $n - 1 = 1$

Basta, infatti, un selettore di linea.

per 1000 abbonati: Numerazione da 111 a 000
Numero delle cifre: $n = 3$
Gradi di selezione: $n - 1 = 2$

Occorrono, infatti, un S. G. ed un S. L.

per 10.000 abbonati: Numerazione da 1111 a 0000
Numero delle cifre: $n = 4$
Gradi di selezione: $n - 1 = 3$

Occorrono 2 S. G. ed un S. L.

per 100.000 abbonati: Numerazione da 11.111 a 00.000
Numero delle cifre: $n = 5$
Gradi di selezione: $n - 1 = 4$

Occorrono 3 S. G. ed un S. L.; e così via.

D) *Il sistema è « a chiamata perduta »*.

Infatti, se durante la selezione automatica (del primo o secondo preselettore o del selettore di gruppo in un determinato livello) nessuna delle 10 vie d'uscita risulta libera, la selezione deve essere interrotta e ricominciare, qualunque sia il grado di selezione raggiunto.

77. Funzioni fondamentali di un sistema automatico. — Dopo quanto abbiamo visto circa le funzioni di ciascuno degli organi in una centrale Siemens, e prima di illustrare dettagliatamente una centrale di tipo urbano, premettiamo alcune nozioni sui circuiti, che si possono applicare a qualunque sistema automatico e varranno a meglio chiarire il funzionamento degli schemi che in seguito esamineremo.

1) *Selezione numerica o comandata.* — È l'operazione che porta un organo di selezione sulla linea richiesta quando la posizione di questo sia determinata dal comando del disco combinatore: così ad esempio i due movimenti di selezione del S. L. (corrispondenti alle due ultime cifre inviate dal disco combinatore) sono movimenti di selezione numerica, in quanto la posizione del S. L. è determinata dalle due cifre suddette. Anche la scelta del livello o decade eseguita da uno qualunque dei S. G. (I, II, o III) è una selezione numerica, in quanto il livello al quale s'arresta il selettore è determinato dalla corrispondente cifra inviata dal disco.

2) *Selezione libera od automatica.* — È l'operazione che porta un organo di selezione, indipendentemente dal comando del disco, a scegliere una linea libera in un determinato livello (gruppo o fascio di linee).

Ad esempio il movimento col quale un selettore di gruppo, dopo aver ultimato il sollevamento, ruota alla ricerca di una linea libera nel livello al quale trovasi, è una *selezione libera*: infatti tale operazione si compie indipendentemente dal comando del disco e la posizione finale del selettore dipende unicamente da quella della prima linea libera che si incontra nel senso della rotazione.

Analogamente il movimento di ricerca dei I P. S. e II P. S. nonchè dei cercatori è una selezione libera in quanto non è comandata dal disco.

3) *Commutazione.* — È l'operazione che consiste nel fare eseguire al selettore dopo il primo movimento (sollevamento) il secondo (rotazione). Come si vedrà nella descrizione degli schemi, durante il movimento di sollevamento viene preparato un circuito che, non appena terminato il sollevamento, fa in modo che il meccanismo di sollevamento sia escluso e che la serie seguente di impulsi in arrivo venga avviata al meccanismo di rotazione. Oltre quello che descriveremo nell'esempio Siemens, di tali sistemi ve ne sono svariatissimi, tutti, in generale, basati sull'uso di un relè ritardato che permane attratto per tutta la durata del treno di impulsi (e quindi ne controlla la durata) e su contatti d'albero (di testa e di rotazione) che si spostano a seconda della posizione di questo.

La fig. 128 indica un esempio di dispositivo di commutazione di un II S. G. Siemens.

Gli impulsi in arrivo dal I S. G. sono ricevuti dal relè A attraverso al filo a: il contatto a' aziona quindi il magnete di sollevamento H ad impulsi, mentre il

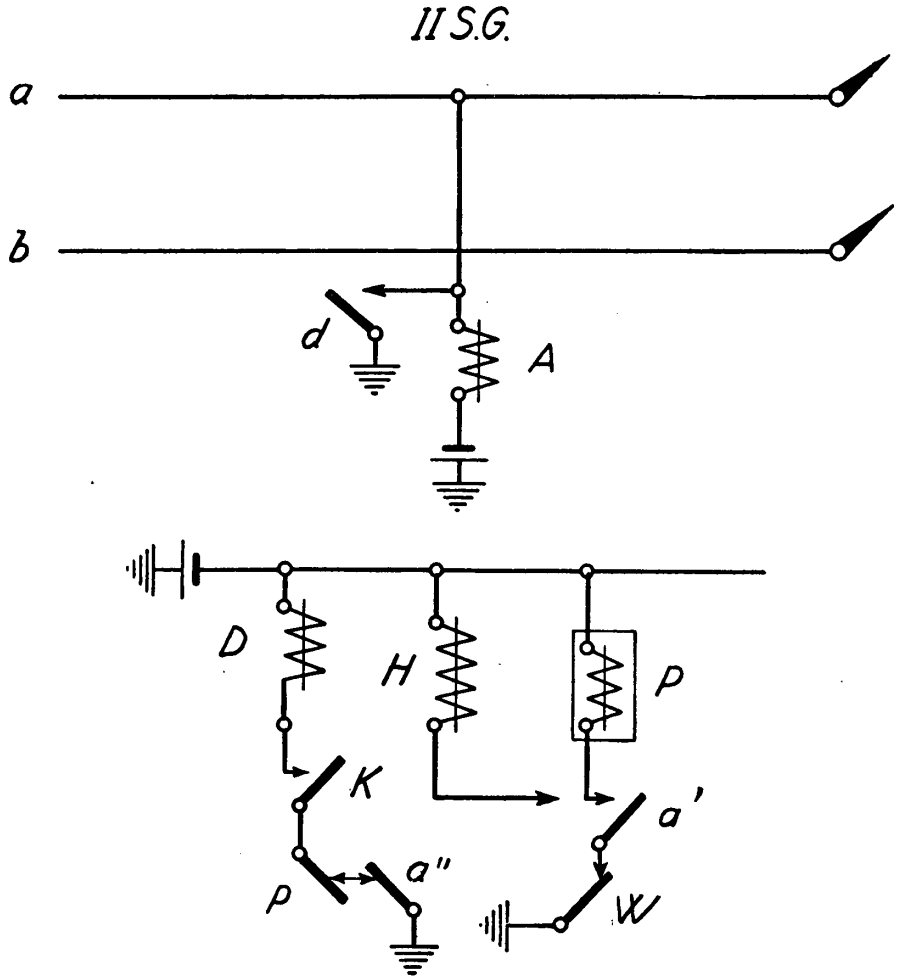


Fig. 128 – Schema circuito di commutazione.

relè P (ritardato alla *caduta*) si eccita al primo impulso e rimane eccitato per tutta la durata del treno di impulsi di selezione e tiene aperto il contatto p del circuito di rotazione.

Terminato questo, P cade. Essendo K un contatto dell'albero, aperto quando l'albero stesso è a riposo e chiuso non appena questo si solleva al primo livello (contatto di testa), alla caduta di P si aziona D (magnete di rotazione) ed il se-

lettore compie il primo passo di rotazione mentre il contatto *d* viene chiuso. A ciò corrisponde attrazione di *A*, apertura di *a''* e diseccitazione di *D*. Quindi, *D* si alterna nel funzionamento con *A*, ed il selettore prosegue la rotazione passo a passo finchè è necessario (finchè non incontra una linea libera) *H* non riceve più impulsi a causa dell'apertura del contatto meccanico *W*.

4) *Prova e blocco.* — La *prova* è l'operazione che permette di distinguere se una linea (d'abbonato o di giunzione verso selettori successivi) è libera od oc-

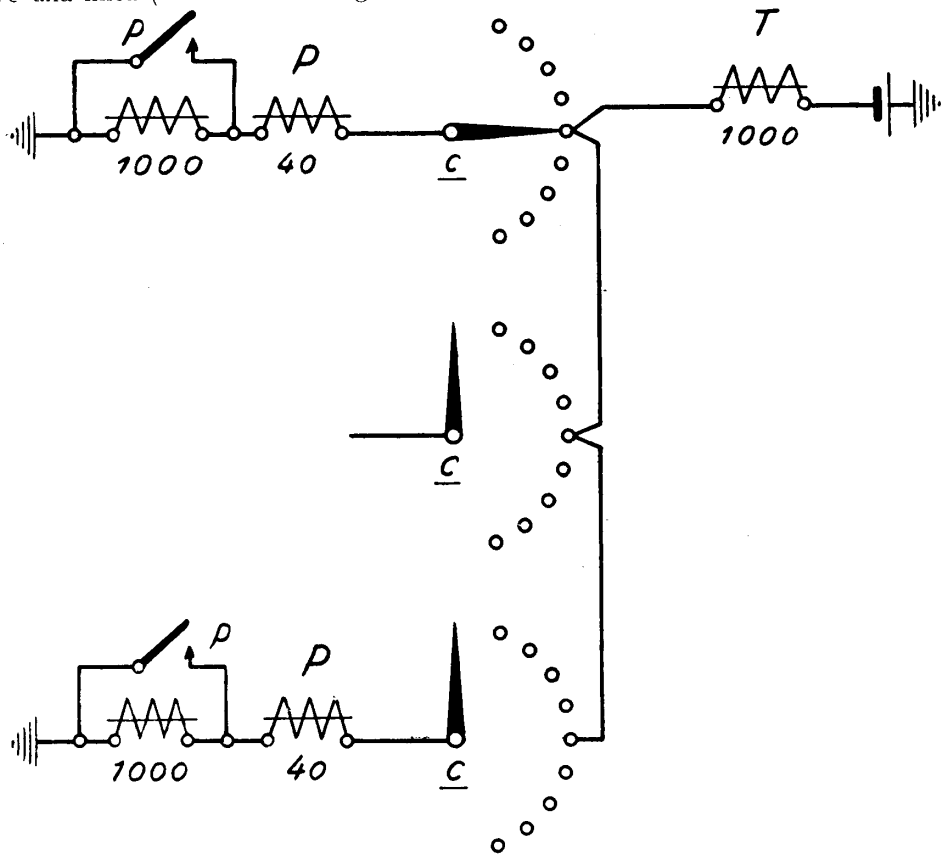


Fig. 129 – Schema circuito di prova e di blocco.

cupata; il *blocco* è l'operazione che, quando la prova ha dato esito positivo, segue immediatamente dopo e rende la linea inaccessibile a qualsiasi altro organo.

Osserviamo, ad es., il circuito di prova e blocco del S. L. Siemens verso la linea di abbonato (fig. 129).

Se l'abbonato è libero, il contatto *c* del banco del S. L. è collegato al relè *T* del I P. S. relativo all'abbonato stesso. Quando il braccio *c* del S. L. si ferma sul passo considerato, esso trova, quindi, la tensione di — 60 V; il relè *P* è percorso

dalla corrente che compete, e cioè da mA (60 × 1000 : 2040) = mA 29. Esso si eccita e chiude in corto circuito l'avvolgimento di 1000 ohm, perciò la corrente aumenta a mA (60 × 1000 : 1040) = mA 57.

In tali condizioni l'abbonato è *bloccato*. Infatti, sulla multiplazione dei banchi di contatto, a blocco avvenuto, non vi è più la tensione di — 60 V, ma quella di Volt — (60 × 40 : 1040) = — 2,3. Supponiamo che un altro S. L. del multiplo sia comandato sullo stesso numero di abbonato: in tal caso il suo relè *P*, all'atto della prova, viene inserito non più fra — 60 e la terra, ma fra — 2,3 e la terra e quindi la corrente che lo percorre è di mA.(2,3 × 1000 : 1040) = 2,2, assolutamente insufficiente per far attirare il relè *P* (ne occorrono almeno 15). Pertanto, non potendosi eccitare *P*, è evitato ogni disturbo all'abbonato in conversazione.

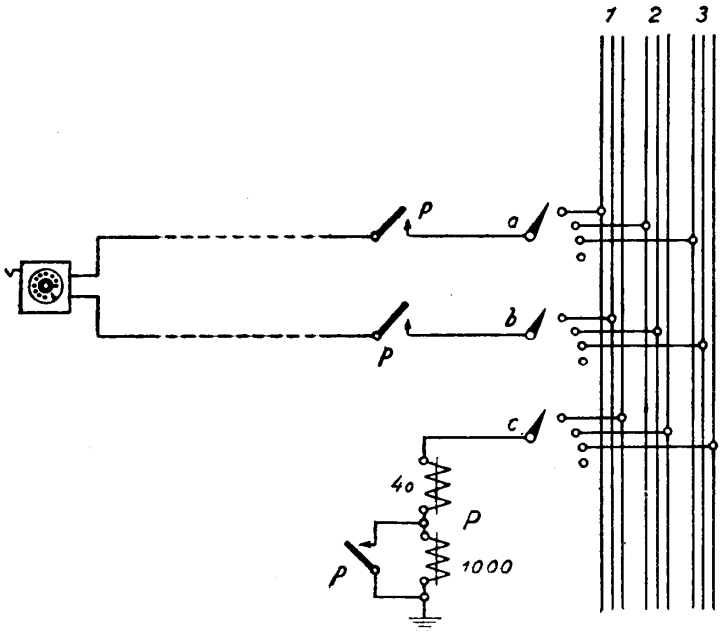


Fig. 130 – Schema circuito di collegamento.

5) *Collegamento.* — La connessione fra i fili di conversazione della linea chiamante e quelli della linea chiamata deve evidentemente essere eseguita soltanto quando, a selezione avvenuta, sono già avvenuti anche la prova ed il blocco. In altre parole, mentre il selettore esplora il banco dei contatti (muovendosi sia in selezione numerica sia in selezione libera), è necessario che i due fili di conversazione della linea chiamante restino interrotti per impedire qualsiasi disturbo (di natura elettrica o di natura acustica) a quelle linee (esplorate dal selettore), che si trovano già in conversazione (vedi fig. 130). Pertanto, mentre si compiono le operazioni di selezione, i due fili *a* e *b* di conversazione provenienti dalla linea chiamante, ri-

mangono interrotti. Non appena il relè di prova *P* ha eseguito la prova ed il blocco, due contatti del relè stesso *prolungano* la linea chiamante oltre il selettore. Se così non fosse, durante il passaggio dei bracci del selettore, ad es. sul passo *1*, sul quale si suppone una conversazione già in atto (a mezzo di un altro selettore della multiplazione) per un breve istante l'abbonato *A* verrebbe messo in derivazione, e quindi disturberebbe la conversazione suddetta.

6) *Segnalazione.* — Questa fase ha una parte importantissima nella telefonia automatica: infatti, eliminata l'operatrice, l'abbonato rimarrebbe completamente abbandonato a sè stesso, se la centrale non provvedesse ad inviargli, in modo opportuno, dei segnali acustici, che tengano luogo delle indicazioni orali dell'operatrice e lo informino dell'esito della selezione, guidandolo nelle operazioni che deve compiere.

I segnali si possono dividere in tre categorie:

a) quelli inviati prima della selezione;
b) quelli inviati durante la selezione;
c) quelli inviati dopo la selezione.

a) *Segnali precedenti la selezione.* — Come nel sistema manuale l'abbonato non poteva pronunciare la propria richiesta orale che dopo aver ricevuto la risposta dell'operatrice, così nell'automatico l'abbonato non deve iniziare la manovra del disco che quando il primo selettore della serie (il I S. G.) sia stato messo a sua disposizione. In una parola, l'abbonato può combinare la prima cifra solo quando siano perfezionate, con esito positivo, la preselezione o la ricerca, a seconda del sistema della centrale.

La preselezione è in genere rapidissima (i I P. S. e II P. S. ruotano alla velocità di 40 passi al secondo ed hanno non più di 10 o 15 passi al massimo da fare); la ricerca è alquanto più lenta dato il maggior numero di passi che il cercatore deve compiere. Comunque, sia per i pochi decimi di secondo della preselezione, che per i pochi secondi della ricerca, l'abbonato deve necessariamente attendere il raggiungimento del I S. G. e tale organo non appena raggiunto e collegato deve *annunciarsi* con un segnale acustico che è detto *segnale di centrale* (in generale di tonalità alta, sui 400 hertz, a nota continua, oppure — sistema Siemens — interrotta secondo la lettera A dell'alfabeto Morse).

L'abbonato farebbe cosa inutile, anzi dannosa iniziando la selezione prima di aver ricevuto il segnale di centrale; la selezione stessa andrebbe perduta o mutilata. Si noti che, a seconda delle condizioni di occupazione della centrale, il I S. G. può anche *non essere disponibile*. Vi sono sistemi a ricerca immediata (come il Siemens ultimo tipo) in cui, se il I S. G. non è immediatamente disponibile, la chiamata è perduta, l'abbonato riceve il segnale di *occupato* anzichè quello di *centrale* (cosiddetta *disinserzione*) e deve riappendere e quindi ripetere la chiamata.

Vi sono invece sistemi a ricerca *continua* oppure *differita* (come i sistemi Standard, Ericsson, Autelco e Siemens-Strowger) nei quali l'abbonato può rimanere in attesa per un tempo qualsiasi, ed il I S. G. sarà collegato alla sua linea non ap-

pena sia disponibile. Comunque, in ogni caso, il segnale di centrale deve essere atteso prima di iniziare la selezione.

b) *Segnali inviati durante la selezione.* — Abbiamo visto che nel sistema Siemens (ed in generale in quelli passo a passo) i selettori di gruppo, dopo aver ricevuto la cifra che ne comanda il sollevamento, ruotano sul livello corrispondente esplorando i 10 passi del banco finchè trovino libero un selettore seguente. Se ciò non avviene, dopo aver inutilmente esplorato i 10 passi, il S. G. viene arrestato ed all'abbonato chiamante viene inviato il *segnale di occupato.* In tal caso si dice che il S. G. ha eseguito una *rotazione folle.* L'abbonato deve quindi riappendere e ripetere la chiamata. La rotazione folle si può avere quindi, al I S. G., al II S. G., al III S. G., al IV S. G., ossia rispettivamente dopo la prima, la seconda, la terza, la quarta cifra.

Nei sistemi a ricerca continua (Standard ed Ericsson) nei quali la chiamata che non trova selettori disponibili non va perduta, ma viene mantenuta in attesa, naturalmente la segnalazione suddetta non esiste.

c) *Segnali inviati alla fine della selezione.* — Al termine della selezione, l'abbonato chiamante deve conoscerne l'esito; perciò, se l'abbonato chiamato è libero, e come tale viene bloccato, contemporaneamente all'invio della corrente di chiamata viene inviato all'indietro, verso il chiamante, un tono che lo rende edotto del funzionamento della suoneria del chiamato. Tale segnale è generalmente di tono alto (450 hertz) ed è intermittente a lunghi intervalli, in generale in fase con la chiamata periodica; esso chiamasi *segnale di libero.*

Se l'abbonato chiamato è occupato, mentre il mancato funzionamento del relè di prova del S. L. determina l'arresto delle funzioni del selettore stesso, sulla linea chiamante viene inviato, all'indietro, il segnale di *occupato* che nel sistema Siemens è di tonalità bassa ed interrotto a brevi intermittenze, ma può anche essere costituito da un tono basso continuo. Il segnale di occupato permane finchè l'abbonato chiamante rimane col ricevitore staccato.

7) *Chiamata ed alimentazione.* — Dopo che l'abbonato chiamato è stato provato come libero e bloccato, occorre chiamarlo. A tale scopo sulla sua linea viene inviata periodicamente la corrente di *chiamata,* ossia una corrente alternata a 75 V e 25 Hz.

Allo scopo di sollecitare la risposta dell'abbonato la chiamata periodica è di durata illimitata, dura cioè finchè il chiamato non risponda oppure il chiamante non rinunci. Le chiamate vengono inviate ad intervalli di 5 o 10 secondi e hanno la durata di circa 1÷2 secondi. Il tempo impiegato dall'abbonato a rispondere è evidentemente un tempo perduto in quanto gli organi rimangono occupati senza dar luogo a conversazione. Interessa pertanto ridurre al minimo tale tempo e perciò viene in generale introdotta la cosiddetta *prima chiamata.* La chiamata periodica, come vedremo, è comandata da un dispositivo a tempo che ne stabilisce l'invio a determinati istanti per es. ai secondi 1, 10, 20, 30 ... di ogni minuto. Ora, l'istante in cui un abbonato chiamato è bloccato può cadere ad es. al secondo 12 di quel minuto: in tal caso dal secondo 12 al secondo 20 l'abbonato chiamato sarebbe bloccato inutilmente per 8″ giacchè soltanto al secondo 20 si inizierebbe la chiamata.

Per evitare ciò è previsto che il S. L. mandi, in ogni caso, una prima chiamata immediatamente dopo il blocco; seguirà poi la chiamata periodica. Nel caso in questione, l'abbonato verrebbe chiamato ai secondi 12, 20, 30, 40 ..., ecc.

Il guadagno che l'introduzione della prima chiamata porta nell'impianto è apprezzabile: infatti, ammesso che il periodo della chiamata sia di 10'', il guadagno *medio* di tempo ottenuto con la prima chiamata sarà di 5'' per ogni comunicazione. Ora se si pensa che un gruppo di 1000 abbonati effettua circa 2000 comunicazioni nell'ora del massimo traffico, il guadagno medio complessivo di tempo è di

$$\frac{2000 \times 5}{60} = 167'$$

Ora, se si considera che un selettore è utilizzato in media 40' all'ora, 167' rappresentano il lavoro di

$$\frac{167}{40} = \text{circa } 4 \text{ selettori}$$

che possono venire risparmiati nell'impianto, su quelli occorrenti per 1000 abbonati.

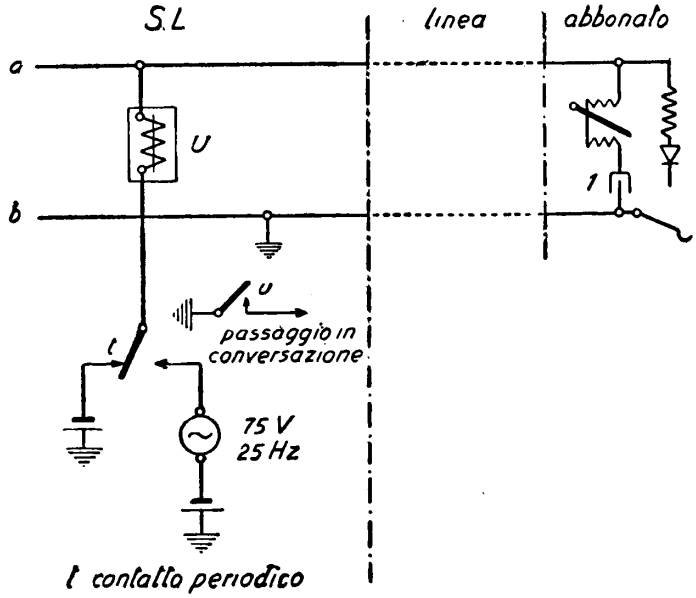


Fig. 131 – Schema circuito di chiamata.

Non appena l'abbonato chiamato sgancia il ricevitore, occorre interrompere immediatamente l'invio della corrente di chiamata (per evitargli disturbi all'orecchio) ed inviare l'alimentazione al suo microfono. Tale scopo si ottiene con un artificio del genere di quello indicato nella fig. 131. Il generatore della corrente di chiamata ha un polo al negativo della batteria e la corrente stessa, prima di essere

inviata sulla linea d'abbonato, attraversa un relè ritardato *U*; quest'ultimo è insensibile alla corrente alternata, e perciò finchè l'abbonato non distacca il ricevitore esso non si eccita perchè sulla linea (sezionata dal condensatore dell'apparecchio d'abbonato) non passa altro che c. a. Ma quando l'abbonato distacca il ricevitore, il condensatore dell'apparecchio viene shuntato e quindi il relè *U* viene percorso *anche* dalla c. c. (con ritorno a terra); esso si eccita e produce il passaggio del S. L. dalla posizione di chiamata a quella di alimentazione e conversazione. Se l'abbonato chiamato distacca il ricevitore durante la pausa fra una chiamata e l'altra, il relè *U* viene ugualmente eccitato a mezzo di corrente continua.

L'alimentazione del microfono avviene attraverso agli avvolgimenti di due relè, che vengono a costituire, rispetto al circuito di abbonato, ponte di alimentazione ed impediscono la diafonia.

8) *Liberazione.* — Terminata la conversazione, gli abbonati riappendono il ricevitore ed i selettori devono tornare in posizione di riposo ed essere pronti per una nuova comunicazione. Tale operazione dicesi liberazione ed è originata dall'apertura del circuito di abbonato. Nel sistema Siemens che ci accingiamo ad esaminare tale apertura agisce sul I S. G. se si tratta dell'abbonato chiamante e sul S. L. se si tratta dell'abbonato chiamato.

IV. Schema della Centrale Siemens.

78. Il sistema Siemens tipo A. — Lo schema che a titolo di esempio ci accingiamo ad esaminare nel suo funzionamento, è quello delle grandi reti urbane (con più gradi di selezione). Per centrali minori, specie per le centrali private, i circuiti, pur conservando le caratteristiche fondamentali, subiscono qualche modificazione e talora divengono notevolmente più complessi in ragione dei molteplici servizi speciali che in questo caso si richiedono. Vedremo ciò nella parte IX dedicata appunto agli impianti interni speciali.

Avvertiamo ancora che lo schema è stato semplificato con l'eliminazione dei circuiti ausiliari di alimentazione dell'energia, di protezione (fusibili, allarmi) e di controllo (ascolto, prova). Ciò per facilitare la comprensione del funzionamento e non appesantire la trattazione.

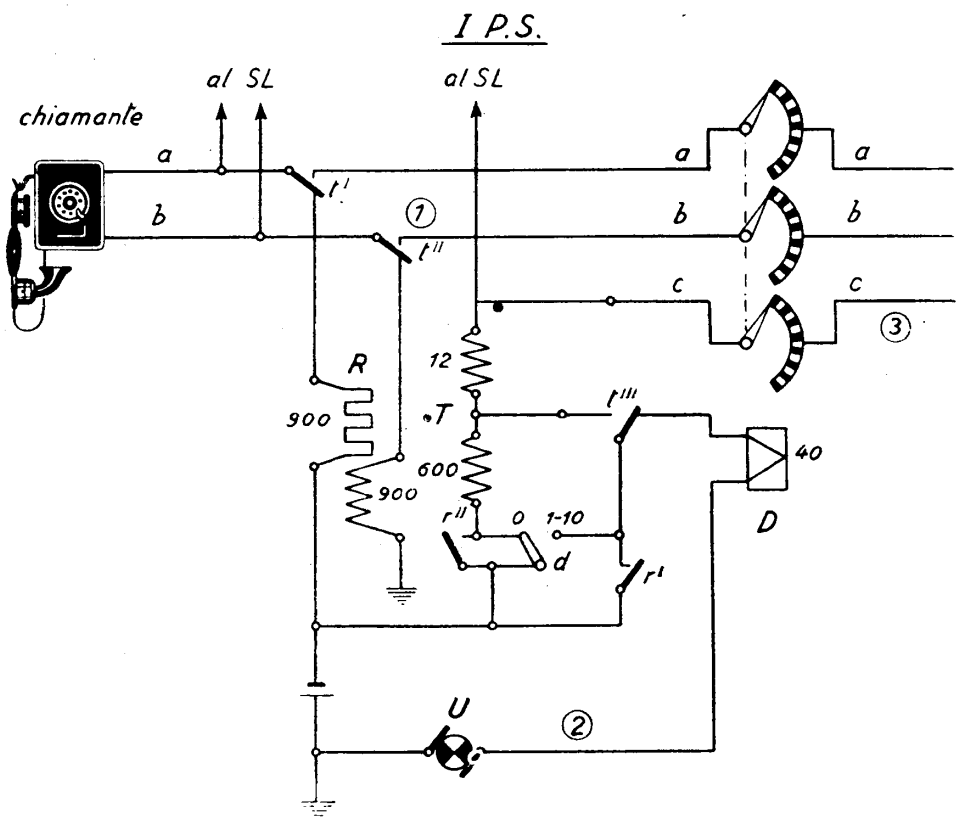
Negli schemi — come è regola generale — i relè sono indicati con una lettera maiuscola ed i relativi contatti con la corrispondente lettera minuscola; le molle sono contraddistinte da un indice progressivo.

Gli schemi di principio sono associati ad una tabella dei relè, nella quale per ciascun relè sono indicati: il numero e la composizione degli avvolgimenti di comando e delle eventuali resistenze ohmiche; il numero e la funzione dei gruppi di molle. Noi abbiamo omesso tali tabelle; per il gruppo di relè associato a ciascun preselettore e selettore è invece riportato un diagramma nel quale è indicato il funzionamento cronologico, e l'interdipendenza dei relè. Risulterà utile, per la comprensione del funzionamento, tener presente tale diagramma il quale traduce schematicamente l'illustrazione che segue.

79. Primo preselettore (fig. 132 e 133).

Attrazione di R. — Col distacco del ricevitore da parte dell'abbonato, la corrente della batteria circola sulla linea esterna (*1*) attraverso il *relè di chiamata R* ed i contatti di riposo t^I e t^{II} del *relè di prova T*.

Avanzamento: — Il relè *R* si eccita e, con la chiusura del proprio contatto r^I, determina l'inserzione del *magnete di rotazione D* nel circuito (*2*) (terra – *U* – *D* – t^{III} –



Z – Contatore.
D – Magnete di rotazione.
R – Relè di linea.
T – Relè di blocco.
U – Interruttore rotante.

Fig. 132 – Centrale Siemens: Circuiti I P. S.

r^I – batteria – terra), comprendente la batteria ed un *interruttore rotante U*. Il magnete *D* si eccita intermittentemente col ritmo di *U* e fa avanzare passo a passo l'albero del preselettore per la ricerca di una linea di giunzione libera. Quest'ultima è caratterizzata dal potenziale di terra sul filo *c* e la prova viene eseguita dal *relè T* attraverso il braccio *c*.

Attrazione di T e caduta di R. — Raggiunta la linea libera, si chiude fra I P. S. e II P. S. il circuito (*3*): terra - batteria - r^{II} - T (600 + 12 ohm) - braccio *c*; nel II P. S. (fig. 134): t^{III} - R (300 Ω) - terra. T è attivato ed il circuito (*2*) si interrompe

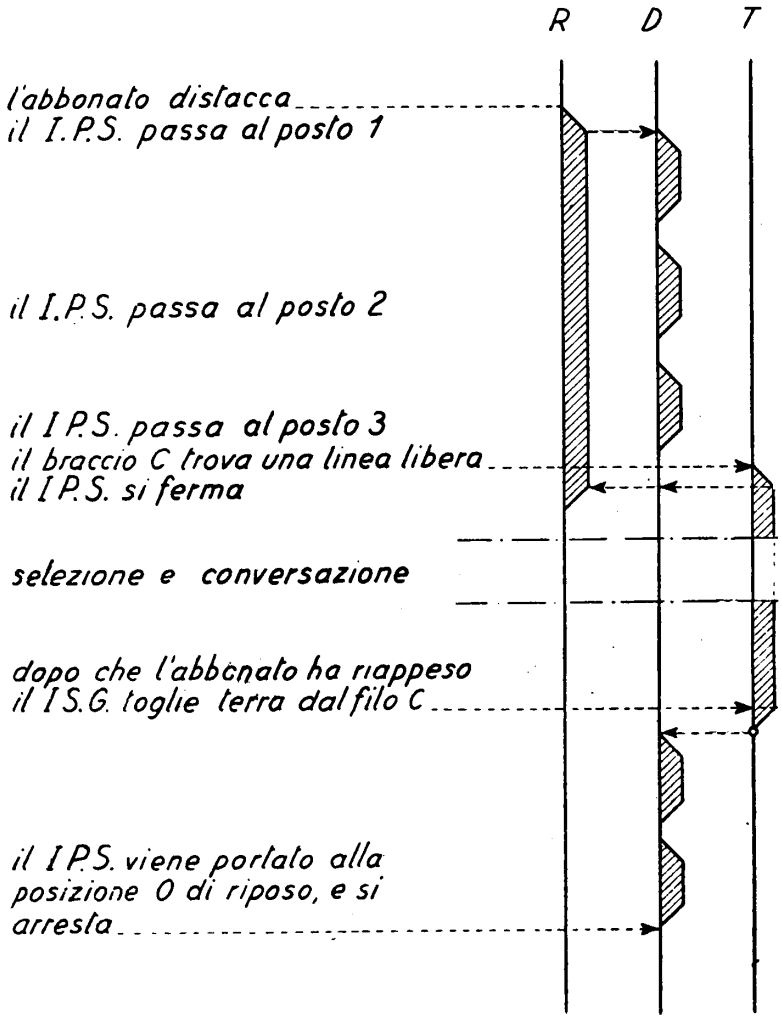


Fig. 133 - Centrale Siemens: Diagramma dei relè del I P. S.

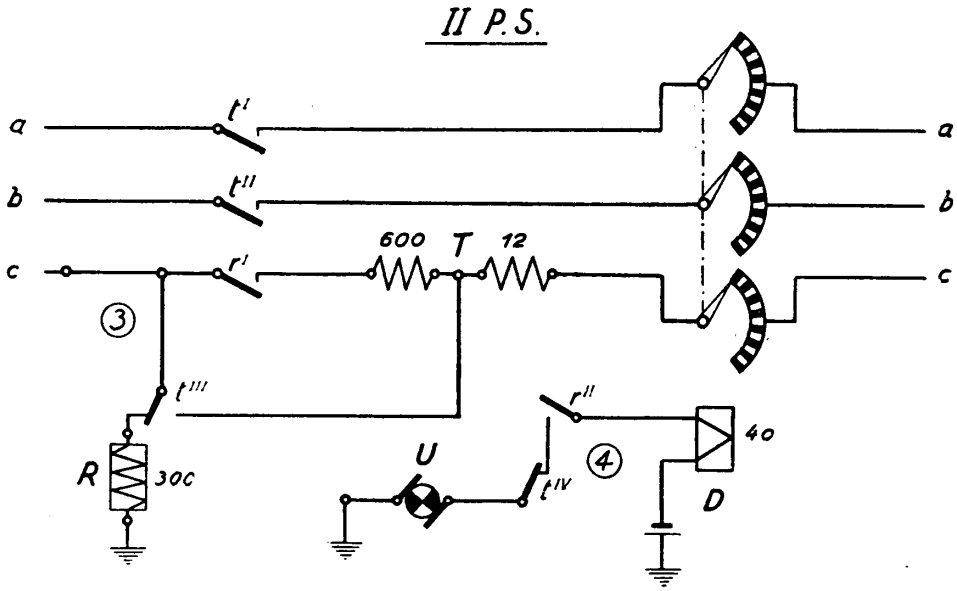
in t^{III}. Il I P. S. si arresta. Inoltre il relè di chiamata R viene distaccato dalla linea dell'abbonato la quale rimane collegata alla linea di giunzione prescelta a mezzo dei contatti t^{I} e t^{II} in posizione di lavoro. Il relè R cade.

Blocco. — La linea di giunzione non può essere impegnata da altro preselettore.

Infatti il relè T ha due avvolgimenti in serie, l'uno di grande e l'altro di piccola resistenza (600 + 12 ohm) e col funzionamento di T, il contatto t^{III} chiude in corto circuito l'avvolgimento di grande resistenza (600 ohm) di modo che, se la linea viene provata dal braccio c di un altro P. S., il relè T di quest'ultimo, rimanendo shuntato dall'avvolgimento di 12 ohm del relè T del preselettore dell'abbonato chiamante, non riceve corrente sufficiente per il suo funzionamento. L'operazione descritta viene indicata, come si è visto (n° 77-4), col nome di blocco della linea occupata da parte del relè T.

Da notare che, dopo l'apertura di r^{II}, il relè T rimane attivo a mezzo del braccio d (che può anche essere un contatto).

Dei relè associati al I P. S., dunque, durante le successive operazioni rimane attivo soltanto T, mentre R, compiuto il suo lavoro, viene diseccitato.



D – Magnete di rotazione. *R. T* – Relè. *U* – Interruttore rotante.

Fig. 134 – Centrale Siemens: Circuiti II P. S.

80. Secondo preselettore (fig. 134 e 135).

Attrazione di R ed avanzamento. — La occupazione dell'organo avviene, come abbiamo visto, mediante il circuito (3): per conseguenza si eccita R, si chiude r^{II} (mentre t^{IV} è ancora chiuso essendo T a riposo) ed il magnete di rotazione D agisce con la corrente pulsante determinata dall'interruttore U (4).

Prova. — La prova delle linee uscenti verso i I S. G. viene fatta dal relè T il quale attrae non appena il braccio c viene a contatto di un filo c avente il potenziale di terra.

Attrazione di T. — Il funzionamento di T, che è a due avvolgimenti come l'analogo relè del I P. S., determina:

1) con l'apertura di t^{IV}, l'arresto del preselettore;

2) con la commutazione di t^{III}, la soppressione della derivazione di terra sul filo c nel II P. S. e la chiusura in corto circuito dell'avvolgimento T 600;

3) con la chiusura di t^{I} e t^{II}, il prolungamento della linea chiamante sul I S. G.

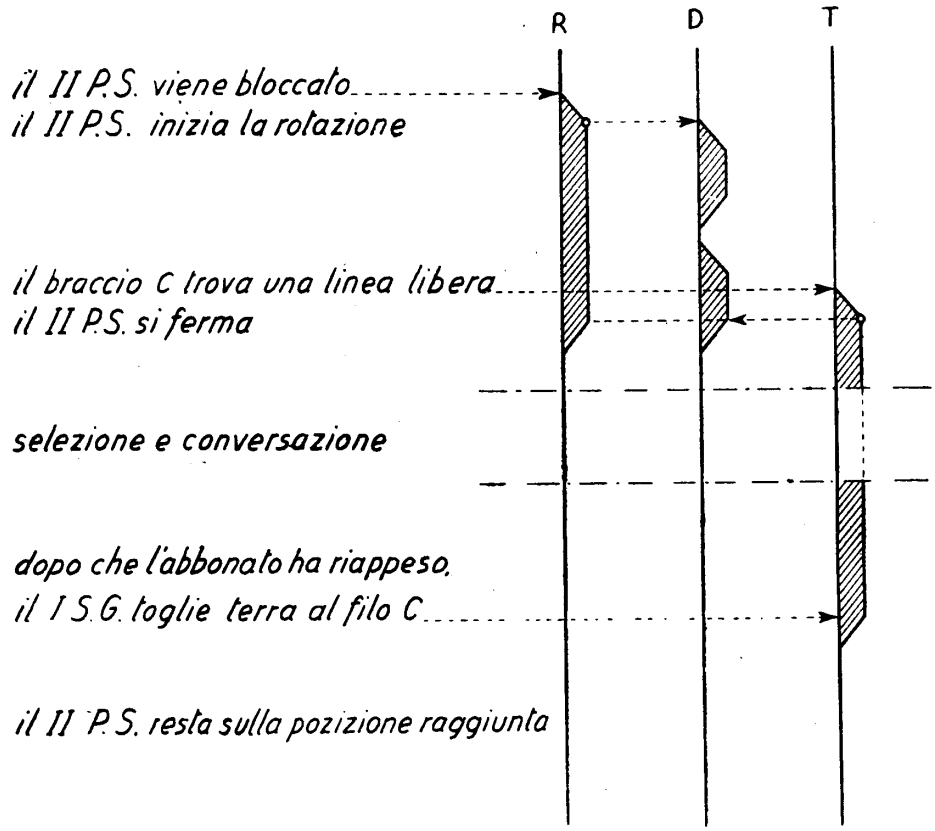


Fig. 135 – Centrale Siemens: Diagramma dei relè del II P. S.

Blocco. — Il blocco della linea di accesso al I S. G. è mantenuto con la chiusura in corto circuito di T 600, analogamente a quanto indicato per i I P. S.

Non sarà inutile osservare che quanto finora è stato descritto avviene con gran rapidità, con il sollevamento del microtelefono, durante il breve tempo necessario a portare il ricevitore all'orecchio. Anche nel II P. S. T rimane attivo durante tutte le operazioni successive.

81. Primo selettore di gruppo (fig. 136 e 137).

Attrazione di A e B. — Avvenuta l'occupazione del I S. G., si completa il circuito di linea e di abbonato e si eccitano i relè A e B di alimentazione della linea chiamante; per conseguenza si chiude b^I (5) e l'abbonato riceve per traslazione (attraverso i secondi avvolgimenti di A e B), il segnale di centrale (segnale Morse a di tono alto).

Attrazione di C. — Inoltre si eccita il relè C (avvolgimento di 500 ohm): si chiude c^{II}, e C rimane attivo per l'avvolgimento C 150 (6) (poichè anche a^{II} è in

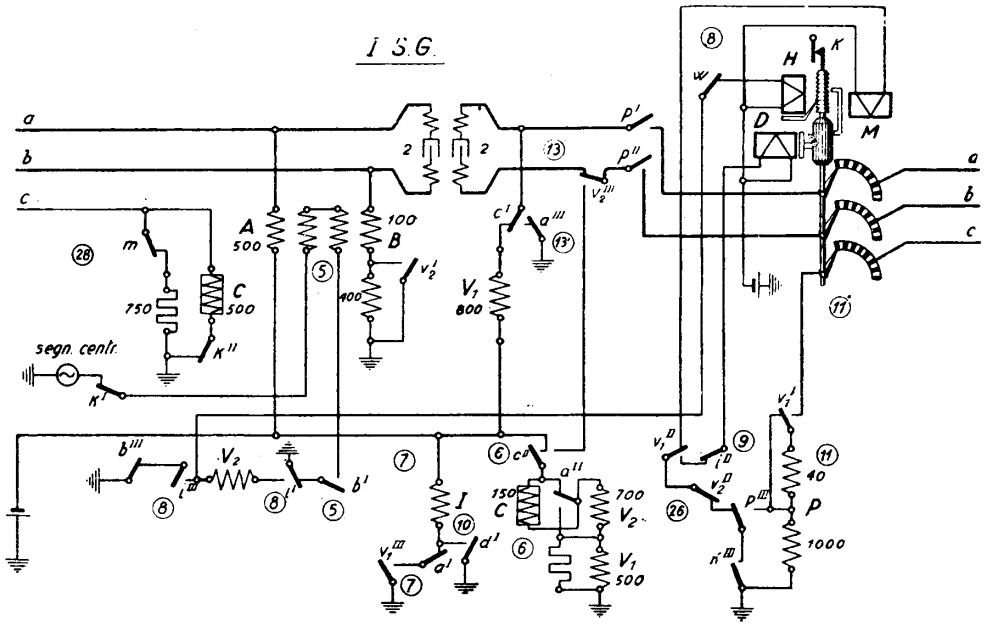


Fig. 136 – Centrale Siemens: Circuiti I S. G.

posizione di lavoro) anche quando k^{II} (contatto di testa del selettore) è interrotto col 1° passo di sollevamento dell'albero.

Attrazione di V_1. — Nel circuito (6) viene, infine, attivato il relè V_1 mentre l'altro relè V_2 rimane a riposo perchè chiuso in corto circuito da a^{II}.

Da questo punto si iniziano le operazioni vere e proprie di selezione.

Sollevamento (prima selezione comandata). — Ricevuto il segnale di centrale, l'abbonato forma la prima cifra provocando così (a mezzo del contatto i del disco) tante interruzioni del circuito di linea quante sono le unità della cifra stessa. In corrispondenza ad ogni interruzione il relè A cade ed allora funziona (nel circuito (7): terra–batteria–I–a^I a riposo–v_1^{III} a lavoro–terra) un relè I, detto degli impulsi, il quale con la chiusura di i^{III} e di i^I, dopo la caduta di B (8), permette al magnete di sollevamento H di ricevere gli impulsi di corrente.

L'albero del selettore si eleverà quindi di tanti passi quanti sono gli impulsi inviati da I ad H, cioè quante sono le interruzioni del filo a.

È da notare che con la prima caduta di A (a^{II} a riposo) si eccita anche V_2 e questo rimane attivo durante tutta la serie delle interruzioni perchè un secondo avvolgimento V_2 sul circuito (8) provvede a tenerlo attratto; il contatto v_2^I chiude parzialmente in corto circuito B aumentando la corrente nel circuito di linea; B non avendo flusso a sufficienza cade durante tutta la durata della serie degli impulsi e si rieccita alla fine.

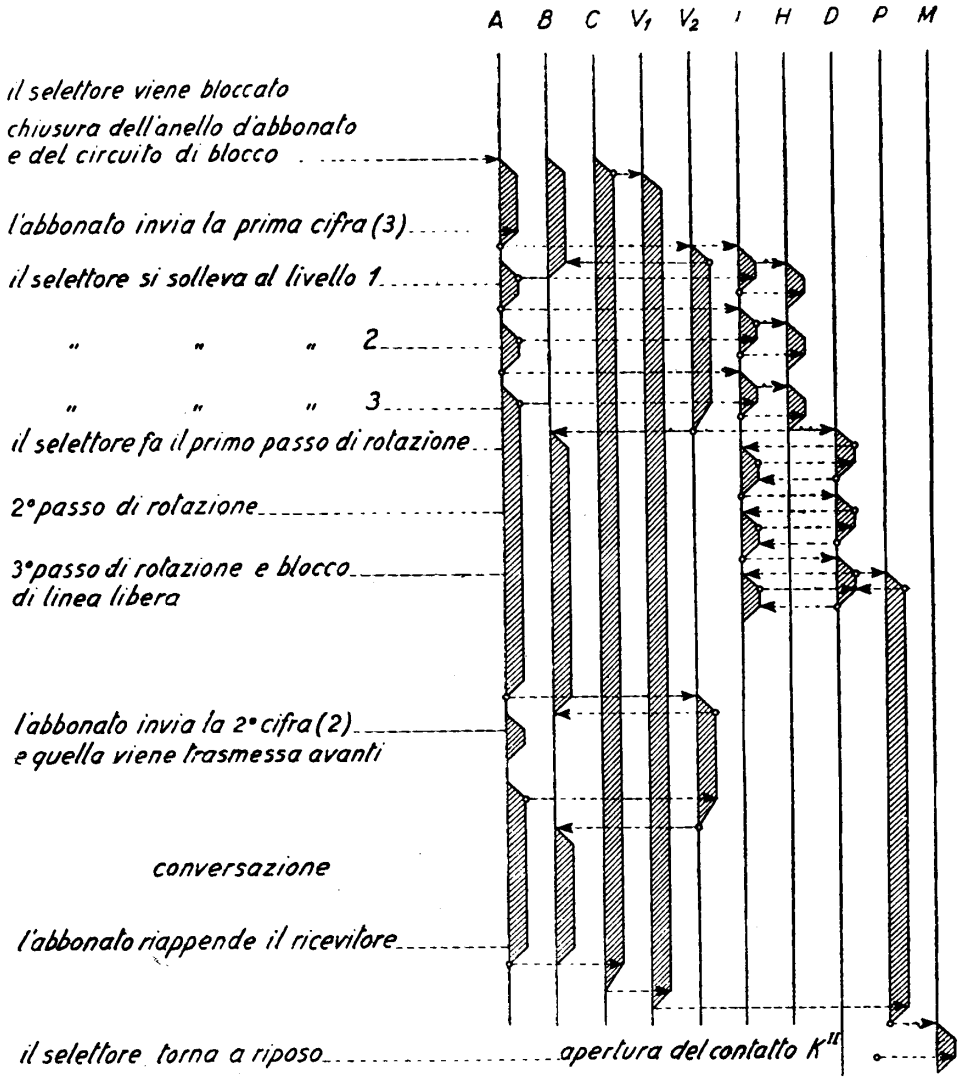


Fig. 137 – Centrale Siemens: Diagramma dei relè del I S. G.

Inoltre col 1° passo di sollevamento, s'interrompe il contatto di testa k^I e cessa il segnale di centrale.

Rotazione (selezione automatica). — Compiuta la serie delle interruzioni, il relè A viene riattivato in permanenza, V_2 cade per corto circuito ed il magnete di rotazione D riceve corrente (*9*). L'attrazione dell'armatura di detto magnete, oltre a provocare il 1° passo di rotazione dell'albero del selettore e l'apertura del relativo contatto w (contatto di rotazione del selettore) (*8*), chiude per azione diretta il proprio contatto d^I. La conseguente eccitazione di I (*10*) determina l'apertura di i^{II} nel circuito (*9*) ed allora l'armatura di D, ritornando a riposo, apre d^I, ciò che produce la caduta di I e quindi una buona attrazione di D che dà luogo ad un 2° passo di rotazione, e così via.

Il funzionamento di D si alterna automaticamente con quello di I fino all'impegno di una linea di giunzione libera caratterizzata dal potenziale *negativo* (1) sul filo c; allora si eccita P (*11*) ed il circuito (*9*) è interrotto dall'apertura di p^{III}.

Dopo l'occupazione del selettore successivo, dei 7 relè associati al I S. G. rimangono eccitati in permanenza A-B-C-V_1-P; V_2 ed I, avendo compiuto il loro lavoro non si eccitano più.

82. Secondo, terzo e quarto selettore di gruppo (figg. 138 e 139).

Occupazione del secondo selettore. — Il circuito (*11*): terra – P (1000 + 40) – $v_1{}^I$ – braccio c – k^I – B 200 – C 200 – batteria – terra, è quello che si stabilisce per l'occupazione del selettore successivo.

Il circuito si forma non appena raggiunta una linea libera (potenziale negativo), durante la ricerca automatica fatta dal selettore a mezzo del braccio c.

Si eccitano allora: il relè di prova P a 2 avvolgimenti in serie (1000 + 40) nel I S. G. ed i relè B e C nel II S. G.

Il relè P, con p^{III} in posizione di lavoro, interrompe il circuito (*9*) e chiude in corto circuito il proprio avvolgimento di 1000 ohm determinando così il blocco della linea impegnata nel modo già noto.

Il relè C provoca la chiusura di c^I e rimane quindi attivo anche dopo l'apertura di k^I che si verifica col 1° passo di sollevamento, attraverso 1800 + 200 ohm di avvolgimento.

Il relè B determina con b^I e b^{III} l'inserzione sui fili a e b del relè A e del proprio 2° avvolgimento 500 ohm (*12*).

Questi due avvolgimenti non vengono però percorsi da corrente, giacchè il circuito dei fili a e b è interrotto dal condensatore da 2 μF inserito al centro del traslatore del ponte di alimentazione (fig. 136).

L'eccitazione di P prolunga, infine, con p^I e p^{II} (*13*) i fili del circuito di conversazione sino al selettore prescelto.

Tutte le operazioni descritte a partire dalla rotazione (selezione automatica)

---

(1) Contrariamente al I e II P. S. dove la linea libera è caratterizzata, come si è visto, dalla terra, cioè dal potenziale positivo.

del I S. G. fino a questo punto, avvengono nel breve tempo che passa dalla fine della trasmissione della 1ª cifra da parte dell'abbonato all'inizio della 2ª cifra.

Trasmissione degli impulsi al II S. G. (2ª selezione comandata). — Essa avviene per tramite del I S. G. nel modo seguente.

La prima interruzione della linea esterna provoca nel I S. G. la caduta di A e l'eccitazione di V_2 (*6*). Di conseguenza s'inserisce, per il contatto di lavoro v_2^{III} (*13*) batteria sul filo b ed il relè B del II S. G. rimane attivo per l'avvolgimento 500 ohm, durante tutta la serie degli impulsi (anche dopo l'apertura di k^1).

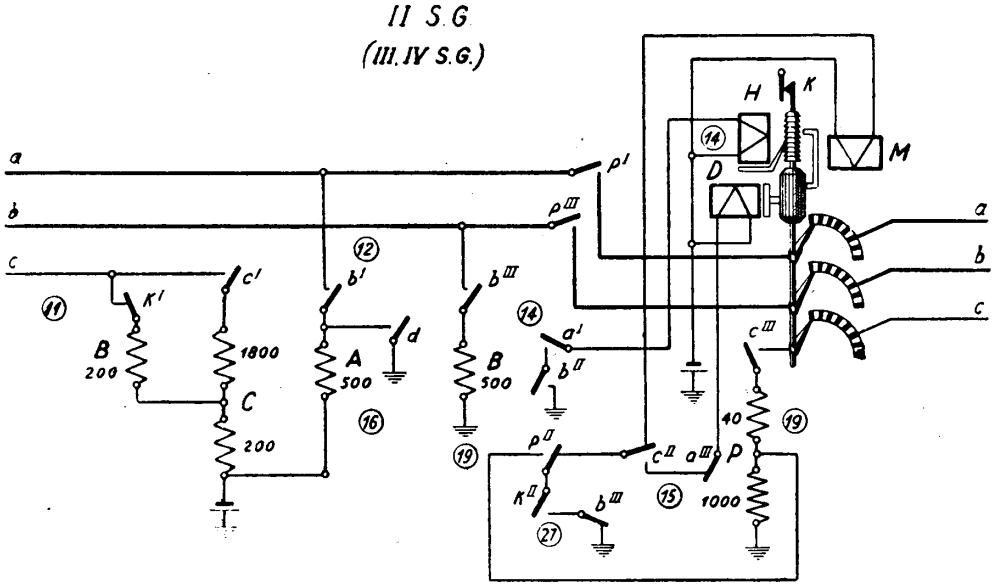


Fig. 138 – Centrale Siemens: Circuiti II S. G.

Inoltre, con la caduta di a^{III} nel I S. G. (*13'*), il filo a è messo a terra; si eccita A del II S. G. (*12*) ed il magnete di sollevamento H attrae pel circuito (*14*). Per ogni interruzione della linea esterna, si avrà così un passo di sollevamento dell'albero del II S. G.

Cessata la trasmissione degli impulsi, A si rieccita permanentemente nel I S. G., V_2 cade, e viene a mancare batteria sul filo b. I relè A e B cadono anch'essi nel II S. G., ciò che provoca il funzionamento del magnete di rotazione D (*15*).

Rotazione (selezione automatica). — Il magnete D oltre a spostare l'albero di un passo angolare, chiude il proprio contatto d, il che determina l'attrazione di A (*16*) e la conseguente interruzione di a^{III}. Allora D è diseccitato, il contatto d si apre ed il relè A cade di nuovo. Il circuito (*15*) è quindi nuovamente chiuso e l'albero avanza di un 2º passo.

Il funzionamento di A si alterna con quello di D fino al raggiungimento di una linea di giunzione libera caratterizzata, come già noto, dal potenziale negativo (*19*).

Dei quattro relè associati al II S. G., rimangono eccitati in permanenza C e P; A e B si diseccitano avendo completato le operazioni cui sono destinati.

Terzo e (eventuale) quarto selettore di gruppo. — Il funzionamento successivo di essi, data l'identità dei circuiti, è simile a quello descritto per il II S. G.

Poichè, dopo avvenute la selezione comandata del livello e quella libera, di una linea di giunzione, tanto il relè A che quello B nel II S. G. sono disinseriti, i fili di linea a e b attraverso ai contatti p^I e p^{III} successivi, sono prolungati al selettore (terzo o quarto) successivo, senza alcuna derivazione. Ad ogni ulteriore inter-

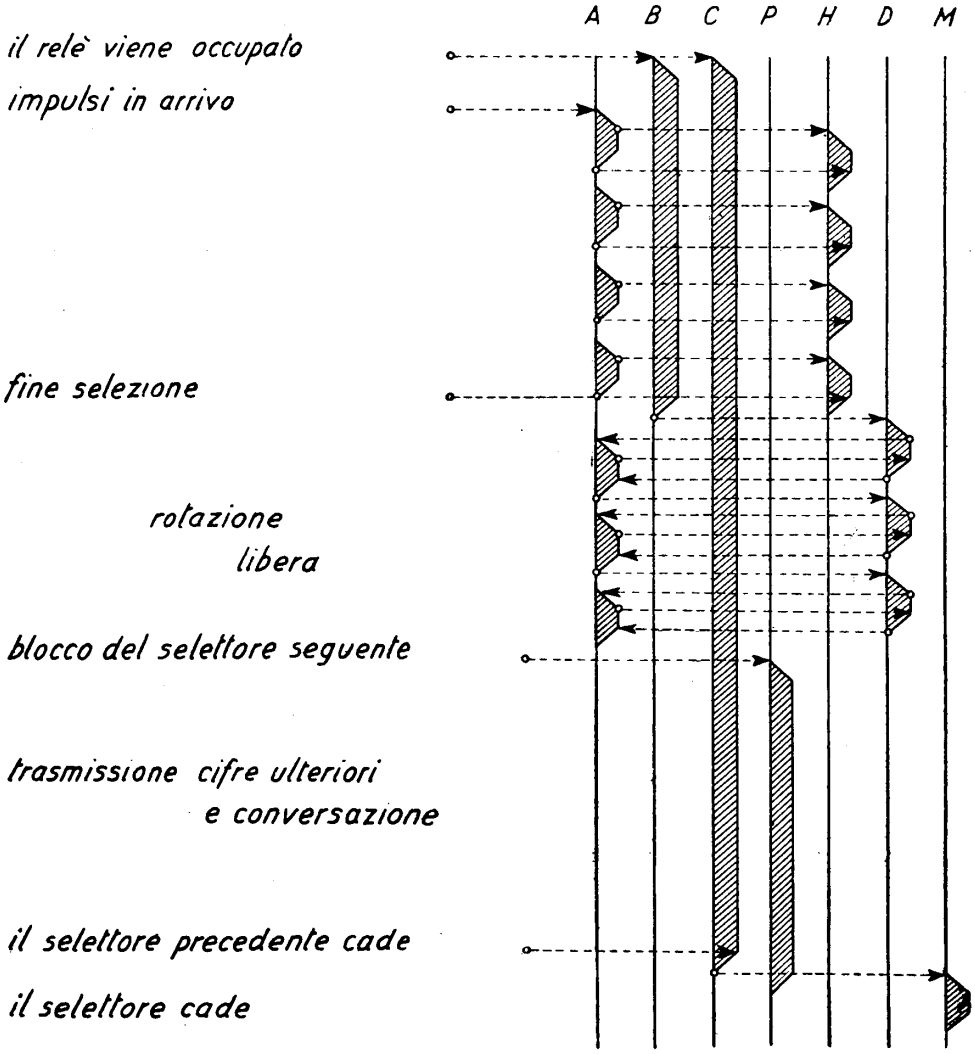


Fig. 139 – Centrale Siemens: Diagramma dei relè del II S. G.

ruzione del filo *a* a monte del traslatore (I S. G.) farà perciò riscontro il funzionamento dell'ultimo selettore della catena e di questo solo, mentre i selettori precedenti rimangono nella posizione testè raggiunta.

Prolungatasi la catena dal 1° al 2°, 3° ed eventualmente 4° selettore di gruppo, con la terzultima cifra e la susseguente rotazione libera viene occupato un selettore di linea.

83. Selettore di linea (figg. 140 e 141). — Le varie fasi di funzionamento del selettore di linea sono regolate da un commutatore pilota rotativo a 5 bracci e a 11 posizioni.

Negli schemi i numeri romani indicano i bracci e gli indici le posizioni del C. P. Non tutti i bracci sono simultaneamente indicati negli schemi; quelli non indicati, o non sono utilizzati in una certa posizione oppure sono destinati a circuiti sussidiari non indicati nel nostro schema semplificato.

1) *Occupazione e sollevamento* (selezione comandata). — L'occupazione si verifica per la inserzione sul filo *c* della terra da parte del selettore precedente (*19*). Il commutatore pilota è nella posizione *1*. Il circuito di occupazione e blocco è: nel selettore di gruppo precedente, terra – b^{III} – k^{II} – p^{II} – P 40 – c^{III} – braccio *c*; nel S. L.: braccio del C. P. II_1 – C 400 – batteria – terra. Al solito, C si eccita e rimane autoeccitato attraverso c^{II} e 1600 + 400 ohm di avvolgimento.

Durante la serie delle interruzioni relative alla cifra delle decine si ha, per quanto visto in precedenza, batteria sul filo *b* ed invio degli impulsi di terra sul filo *a*. Il relè B perciò si eccita durante tutto il periodo di invio d'un treno di impulsi ed il relè A si eccita ad intermittenza in corrispondenza ad ogni impulso (*18*) provocando il funzionamento del magnete H (*20*).

Col 1° passo di sollevamento si commuta *k*, e, cessata la serie delle interruzioni A e B cadono e si attiva il magnete S di comando del commutatore pilota per il circuito *1* (*17*).

Il commutatore passa in posizione *2*.

2) *Rotazione*. — Non è più una selezione libera, ma anch'essa una selezione comandata.

La trasmissione degli impulsi relativi alla cifra delle unità si svolge in modo identico a quello delle diecine con la sola differenza che in questo caso funziona il magnete D per il circuito (*21*). Col 1° passo di rotazione si commuta *w*, contatto di rotazione del S. L.

Al termine degli impulsi con la caduta definitiva di A e di B, si eccita S per il circuito *2* (*17*) ed il commutatore pilota passa in posizione *3*.

3) *Controllo della permanenza* dell'abbonato chiamante all'apparecchio (controllo inverso).

Viene eseguito dal relè B, con l'ausilio del braccio IV del commutatore pilota. Se l'abbonato è sempre all'apparecchio, sul filo *a* non vi è polo negativo perchè nel I S. G. c^I è in posizione di lavoro; IV-*3* è chiuso, perciò B non deve funzionare (*18*) e, di conseguenza, essendo b^{III} a riposo, si eccita S per il circuito *3* (*17*). Il commutatore pilota non si ferma in posizione *3* ma passa in posizione *4*.

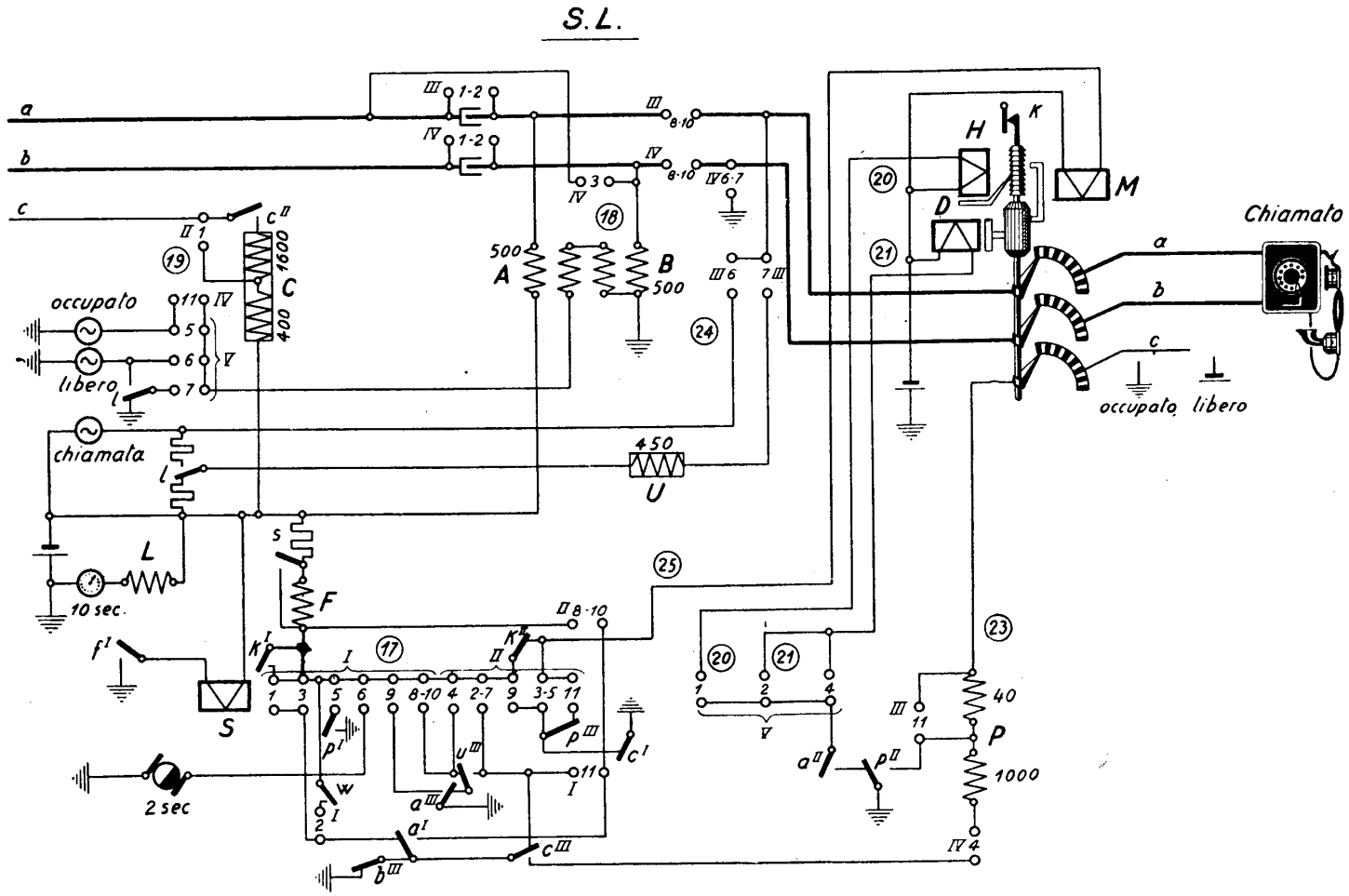


Fig. 140 – Centrale Siemens: Circuiti S. L.

Se invece l'abbonato subito dopo l'ultima cifra, ha riattaccato il ricevitore, c^I nel I S. G. è in posizione di riposo, *B* funziona ed impedisce il passaggio del commutatore alla posizione *4*, perchè b^{III} è aperto. Durando la permanenza del C. P. in posizione *3*, si eccita attraverso il braccio *II* il magnete *M* di disinnesto (*25*) il quale produce il ritorno a riposo come si vedrà in appresso.

4) *Prova.* — Nella posizione *4* si chiude (braccio *IV*) il circuito di prova (*23*) comprendente il relè *P* a due avvolgimenti (1000 + 40).

5) *Occupato.* — Se la linea richiesta è occupata, *P* non può funzionare perchè il filo *c* del preselettore dell'abbonato chiamato è a terra attraverso un I S. G. impegnato nella conversazione. Allora, eccitandosi *S* per il circuito *II-4* (*17*), il commutatore pilota passa in posizione *5* e viene trasmesso (braccio *V*) il segnale di occupato all'abbonato chiamante a mezzo dei relè *A* e *B* funzionanti da traslatori (*18*). La permanenza in *5* eccita anche stavolta il magnete *M*, dopo che il chiamante ha rimesso a posto il microtelefono (c^I a riposo).

6) *Prima chiamata e blocco.* — Se invece la linea è libera, *P* funziona e rimane eccitato anche quando il C. P. passa oltre, per l'avvolgimento 40 ohm ed il contatto p^{II}; quando *S* arriva in posizione *5* viene data terra (braccio *I*) al relè *F*, e quindi *S* si eccita nuovamente e passa oltre, per la trasmissione della prima chiamata (*24*).

In pari tempo si eccita *T* sul I P. S. e la linea dell'abbonato richiesto viene distaccata dal relè *R* del proprio I P. S.

Intanto, nelle posizioni successive alla *4*, poichè, come si è detto, il filo *c* del selettore di linea si chiude a terra attraverso *P* 40 ed il contatto p^{II}, la linea impegnata risulta bloccata contro eventuali occupazioni di altri S. L.

7) *Chiamate successive.* — Subito dopo il primo impulso di chiamata, si eccita *S* per il circuito *6* (*17*) ed il commutatore pilota passa in posizione *7*.

Le chiamate successive si effettuano per un circuito identico a quello della 1ª chiamata, con la differenza che i bracci *III*, *IV* e *V* anzichè nella posizione *6* si trovano nella posizione *7* e che sulla derivazione del filo *a* è inserito il relè *U* (*24*), insensibile alla corrente di chiamata.

Contemporaneamente all'invio delle chiamate all'abbonato richiesto viene trasmesso un segnale di libero all'abbonato richiedente a mezzo delle bobine *A* e *B* (*18*).

Le due segnalazioni sono sincrone perchè entrambe comandate dal relè *L* il quale agisce intermittentemente mercè un inseritore periodico a 10″.

8) *Conversazione.* — Quando l'abbonato risponde, il relè *U* si eccita perchè viene percorso da corrente continua e funziona *S* per il circuito *7* (*17*). Il commutatore pilota passa in posizione *8* ed i bracci *III* e *IV* prolungano la linea chiamata sino al traslatore annesso al I S. G. Il relè *U* cade.

Le due segnalazioni sono interrotte ed i due abbonati possono conversare. Durante la conversazione il microfono dell'abbonato chiamato viene alimentato attraverso i relè *A* e *B* del S. L., che si eccitano quando, nella posizione *8*, si completa il circuito di alimentazione: batteria – *A* 500 – filo *a* – braccio *III 8* – abbonato – filo *b* – braccio *IV 8* – *B* 500 – terra. Il circuito di conversazione è invece prolungato attraverso i due condensatori da 2 μF verso l'abbonato chiamante.

9) *Pausa.* — Se l'abbonato chiamato riattacca il ricevitore (mentre il chia-

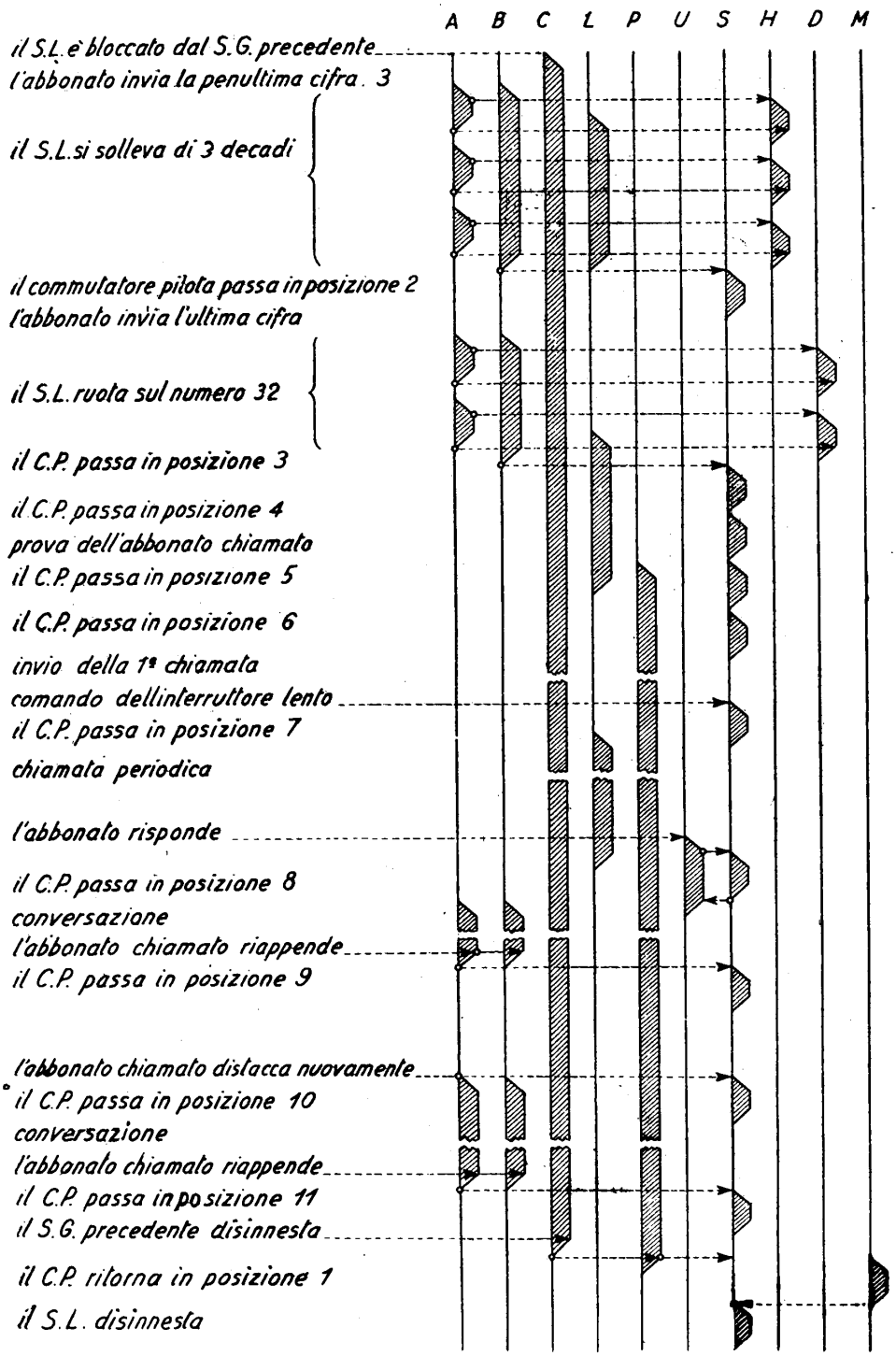


Fig. 141 – Centrale Siemens: Diagramma dei relè del S. L.

mante permane), i relè *A* e *B* del selettore di linea cadono e si eccita *S* per il circuito *I-8* (*17*). Il commutatore pilota passa in posizione *9*.

10) *Conversazione.* — Al successivo distacco del chiamato *A* e *B* si rieccitano e funziona *S* per il circuito *9* (*17*). Il commutatore pilota passa in posizione *10* ed i due abbonati possono di nuovo conversare.

11) *Disinnesto.* — Quando l'abbonato chiamato riattacca per la 2ª volta, *A* e *B* cadono nuovamente ed *F* funziona per il circuito *10* (*17*).

Nella posizione *11* il relè *P* del S. L. è diseccitato (*23*) perchè shuntato dal braccio *III*, per conseguenza si diseccita anche *T* del I P. S. dell'abbonato chiamato.

In pari tempo viene inviato il segnale di occupato all'abbonato chiamante a mezzo del braccio *IV* (*19*).

Il disinnesto del selettore di linea può avvenire soltanto quando il commutatore pilota si trovi in una delle posizioni *3*, *5*, *11* e contemporaneamente venga a mancare, in seguito al disinnesto dei selettori precedenti, la terra sul filo *c*.

In tal caso, infatti, cade il relè *C* e si chiude in c^I il circuito del magnete di disinnesto *M* (*25*).

Qualora la terra sul filo *c* venga tolta quando il commutatore pilota si trovi in una posizione diversa da quelle citate, il commutatore prima raggiunge una di esse, dopo di che si verifica il disinnesto.

84. Disinnesto altri selettori. — Il disinnesto del I S. G. avviene col riattacco del ricevitore da parte del richiedente. L'ordine delle operazioni è il seguente. Cadono *A* e *B* per l'interruzione del circuito di alimentazione; *C* per corto circuito da parte di a^{II} (*6*); V_1 per l'apertura di c^{II} (*6*); *P* per corto circuito da parte di v_1^I (*11*); e funziona il magnete *M* di disinnesto per il circuito (*26*). Raggiunta la posizione di riposo, il contatto k^{III} è interrotto ed *M* non riceve più corrente.

Con l'attrazione del contatto *m* di *M* cade *T* nel I P. S. e viene allora inserito il magnete di rotazione *D* (*28*) il quale funziona sino all'apertura di *d* che si verifica dopo che i bracci dell'organo, percorso il settore *1-10*, abbiano raggiunto la posizione di riposo.

Con l'attrazione di *M* e la chiusura di *m*, nonchè con lo spostamento del braccio *c* del I P. S. anche il relè *T* del II P. S. cade (però il II P. S. resta nella posizione raggiunta).

Il disinnesto del II e dei successivi S. G. avviene con la esclusione della terra dal filo *c* proveniente dal selettore precedente, esclusione che provoca la caduta del relè *C*, la caduta di *P* ed il funzionamento di *M* fino al ritorno a riposo caratterizzato dall'apertura di k^{II} (*27*).

Tutti gli organi risultano così a riposo e la comunicazione completamente interrotta.

85. Sistema Siemens F e sistema Strowger-Autelco. — La descrizione che precede si riferisce a centrali che impiegano selettori a tre magneti (vecchio tipo o tipo A).

Nel tipo più moderno (tipo F) [1] che adopera i selettori descritti al nº 71, il ma-

[1] Anche la recente esecuzione del tipo A adopera selettori senza magneti di disinnesto.

gnete di disinnesto è abolito, ed il ritorno a riposo si ha (con qualche modificazione negli schemi) provocando l'avanzamento automatico del selettore fin oltre la 10ª posizione. Appena fuori del livello l'equipaggio mobile, sotto la spinta della molla di ritorno, viene portato in basso, e poi ruotato alla posizione di riposo. Si realizza così un completo movimento rettangolare, ed il consumo dei banchi risulta perfettamente uniforme.

Altre differenze notevoli che rendono il sistema F meno ingombrante e rappresentano un netto perfezionamento, sono nel 1° selettore di gruppo ed in quello di linea.

Il 1° selettore di gruppo manca dei relè I e V_2; è stato aggiunto invece un relè Z. Nei tipi più recenti manca anche il relè B. Le funzioni dei relè soppressi sono state assunte da contatti aggiunti agli altri relè (che sono quindi ridotti al numero di 6).

Il selettore di linea ha ben 5 relè in meno; manca del tutto il commutatore pilota, ed è abolita la fase del controllo inverso, non indispensabile.

Il disinnesto è completamente comandato dall'apparecchio chiamante.

Poichè la presente esposizione ha solo lo scopo di introdurre allo studio dei sistemi automatici, non si riporta in dettaglio il circuito del sistema F, ad onta della sua grande importanza.

Anche il sistema Strowger originale (Autelco) non viene esaminato in dettaglio per lo stesso motivo.

Accenniamo ad alcune caratteristiche differenziali dell'Autelco, rispetto al Siemens.

a) *Preselezione.* — Negli impianti più antichi il preselettore era del tipo a « plunger », costituito da un banco di contatti davanti al quale ruota un'asta, detta *plunger*, con movimento passo a passo. Quando il plunger raggiunge la linea richiesta, viene spinto in avanti, penetrando fra le molle. Le posizioni sono dieci.

In seguito anche l'Autelco ha adottato il preselettore rotativo, simile al Siemens con 11, 25 o 50 linee di multiplo a seconda dell'impiego come primo o secondo preselettore.

b) *Selezione.* — Il selettore Autelco assomiglia grandemente a quello Siemens vecchio tipo; il banco di contatti, semicilindrico, è costituito da due settori sovrapposti, di cui l'inferiore contiene dieci livelli di dieci *coppie* di lamine (fili a e b) ed il superiore dieci livelli di dieci lamelle semplici ciascuno (filo c).

L'albero, a sbalzo, porta due paia di spazzole, l'inferiore con i terminali a e b isolati l'uno dall'altro, la superiore con il terminale c. L'esplorazione dei 100 numeri avviene come nel Siemens. Un altro tipo di selettore ha invece la capacità di 200 numeri, distribuiti nel multiplo così: le sezioni semicilindriche sono 3, sovrapposte, ed ognuna contiene 100 *coppie* (10 livelli $\times$ 10) di lamine; la sezione inferiore è per 100 coppie di fili a e b; la intermedia per altre 100 coppie a, b; la superiore per 200 lamelle c, unite a coppie ma elettricamente separate. Perciò, i *tre* braccetti esplorano simultaneamente due linee; una col braccio inferiore ed un contatto c del braccetto superiore, l'altra col braccio intermedio ed il secondo contatto c del braccetto superiore.

Con 100 passi (10 di sollevamento e 10 di rotazione) vengono esplorate 200 linee a due per volta; la scelta fra queste due è affidata a criteri elettrici dei circuiti. I selettori Autelco sono ricoperti da una custodia metallica, che contiene anche i relè associati, disposti sopra il selettore, ed il meccanismo di comando con i tre magneti di sollevamento, rotazione e disinnesto.

Nei suoi tipi più recenti l'Autelco fa uso del selettore a 200 linee come cercatore; in questo caso è aggiunta una quarta spazzola *d* che sceglie il livello chiamante sopra un banco aggiuntivo di 10 contatti. Ciò rende molto veloce la ricerca, ed un ulteriore aumento di velocità è ottenuto con una numerazione speciale dei banchi, per cui la scelta prevalentemente viene effettuata sui primi 5 livelli (ricerca preferenziale).

RIFERIMENTI

Per i sistemi passo a passo vedansi anche:

M. BUSCA, *La pratica della telefonia automatica*, Hoepli, 1929.

A. FORNÒ, *Telefonia descrittiva*, Roma, 1945.

E. HETTWIG, *Fernsprech-Wählanlagen*, München, Oldenbourg, 1940 (che riporta il sistema Siemens F).

Per problemi speciali di telefonia automatica, studiati dal punto di vista dei sistemi passo a passo, vedasi:

M. LANGER, *Études economiques et tecniques sur la telephonie*, Monaco, Oldenbourg, 1938. Vedansi anche le istruzioni per l'esercizio, e gli schemi relativi, che le case costruttrici forniscono.

CAPITOLO VII

COMMUTAZIONE AUTOMATICA (seguito).

I. Sistemi a comando indiretto.

86. Caratteristiche dei sistemi a comando indiretto. — Si è già accennato n° 64) alla principale caratteristica di questi sistemi, che è la indipendenza del movimento dei selettori dagli impulsi di abbonato. Più esattamente, mentre nei sistemi passo a passo la selezione comandata non può avere una velocità maggiore di quella di emissione degli impulsi (10 impulsi, e quindi 10 passi al secondo), nei sistemi a comando indiretto la velocità di selezione può essere assai maggiore perchè gli impulsi non comandano direttamente i selettori e questi sono mossi in rotazione continua da un motore annesso ai telai. Ed ancora, l'emissione di una serie di impulsi (cifra) risulta distinta nel tempo dalla rotazione del selettore, appunto per la diversa durata delle due operazioni.

Scopo principale del passaggio dal classico sistema passo a passo a quello a comando indiretto è il desiderio di poter effettuare la selezione su di un gruppo di linee (fascio) di capacità la più elevata possibile. Vedremo meglio nel capitolo VIII (studio del traffico) come un fascio sia tanto più bene utilizzato quanto più grande è il numero delle linee di cui è composto, cioè delle possibili vie simultanee che si offrono ad un collegamento.

Naturalmente la ricerca passo a passo sarebbe troppo lenta in un selettore con 200 o 500 linee di multiplo; ecco pertanto che si ricorre alla rotazione rapida comandata meccanicamente, con cui la velocità di esplorazione può essere grandemente aumentata.

Peraltro, un multiplo con 200 o 500 posizioni non può essere inserito in un sistema a numerazione decimale. Questa numerazione è quindi abbandonata nei sistemi a comando indiretto, e ciò può essere fatto mediante un organo ausiliario, sconosciuto al sistema precedentemente studiato, detto *registro*. Il registro è l'organo di collegamento fra abbonato e selettore; riceve da un lato le cifre del numero richiesto e le immagazzina, comanda dall'altro l'inizio della rotazione dei selettori ed il loro arresto in una posizione del multiplo corrispondente al numero domandato. Compie, pertanto, la traduzione della numerazione decimale degli abbonati nella numerazione propria del sistema.

Il registro, per la somiglianza delle operazioni ad esso affidate con quelle compiute dall'operatrice costituisce un vero « sostituto meccanico », se così può dirsi, di quest'ultima, ed è l'organo più interessante di una centrale automatica a comando indiretto.

L'impiego di selettori con multiplo vasto conduce in questi sistemi ad adottare i cercatori di chiamata a preferenza dei preselettori.

Altro vantaggio dell'impiego di selettori a campo multiplo allargato ed a rapida ricerca è la riduzione del numero di organi necessari a parità di abbonati (gradi di selezione) e, quindi, un minore ingombro delle centrali. A questa interessante prerogativa si contrappone una complessità maggiore dei circuiti ed una preponderanza degli elementi meccanici su quelli elettrici, che rende secondo alcuni questi sistemi, anche se di robustissima struttura, più delicati dal punto di vista dell'esercizio e della manutenzione.

Nei paragrafi che seguono tratteremo brevemente dei due più importanti sistemi a comando indiretto: l'*Ericsson* e lo *Standard*. Per quest'ultimo, alla illustrazione sommaria del tipo 7 A faremo seguire qualche cenno del tipo 7 D, che dal precedente si scosta notevolmente.

87. Grado di selezione nei sistemi Ericsson e Standard (confronta con i nn^i 74 e 76).

Ai 10 livelli con 10 posizioni ciascuno di un selettore passo a passo fanno riscontro:

— nel sistema *Standard*:
  10 livelli di 30 posizioni nel selettore di gruppo;
  10 livelli di 20 posizioni nel selettore di linea;
— nel sistema *Ericsson*:
  25 livelli di 20 posizioni ciascuna, nel selettore di gruppo o di linea.

Determiniamo i gradi di selezione per diverse potenzialità di centrale, nei due sistemi.

Sistema Standard:

a) Centrale per 200 abbonati (fig. 142).

Gli abbonati fanno capo alle posizioni multiple di cercatori di chiamata (in numero sufficiente rispetto al traffico) di tipo rotativo, con multipli di 100 linee. Il « cordone automatico » collega, attraverso un *cercatore di registro*, l'abbonato raggiunto da un cercatore ad un registro libero, per l'immagazzinamento del numero richiesto. Poco dopo l'inizio della registrazione, si realizza il collegamento verso un selettore di linea, il quale, sotto il controllo del registro, sceglie la linea d'abbonato. A collegamento effettuato il registro viene liberato e l'abbonato chiamante si trova collegato al selettore di linea e, quindi, all'abbonato chiamato.

Il S. L. ha 200 posizioni, per cui non occorrono selettori di gruppo.

Si ha *un* solo grado di selezione.

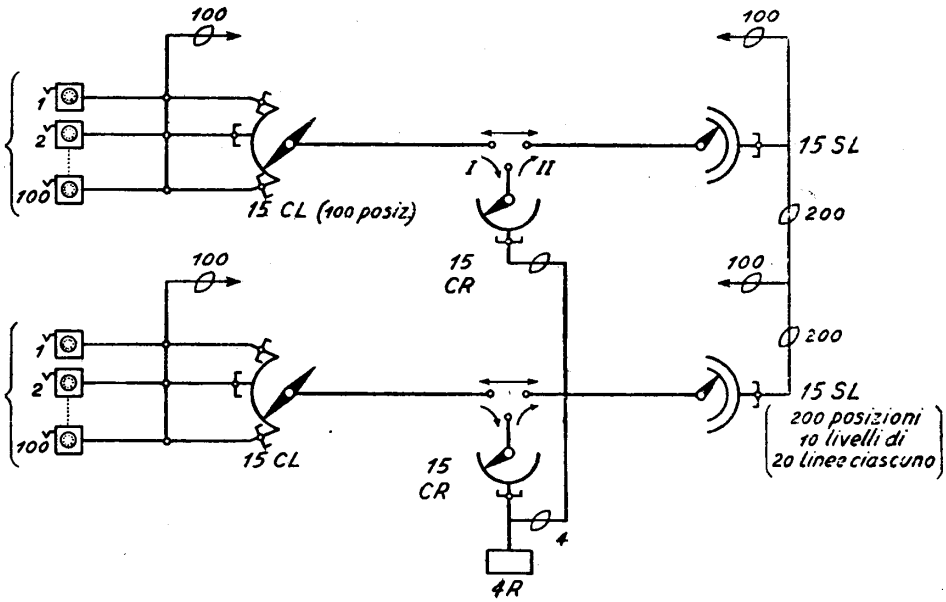


Fig. 142 – Schema di centrale Standard per 200 linee.

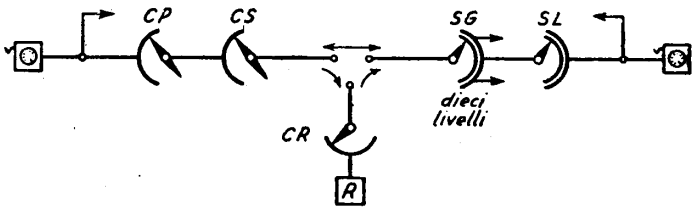


Fig. 143 – Schema di centrale Standard per 2000 linee.

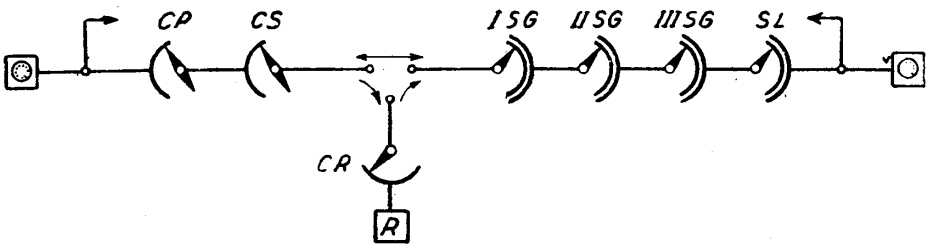


Fig. 144 – Schema di centrale Standard per 200.000 linee.

b) Centrale per 2000 abbonati (fig. 143).

La ricerca può essere, per una migliore ripartizione del traffico ai selettori di gruppo, duplice. Si hanno cercatori primari e secondari a 100 posizioni.

Sul cordone è intercalato il cercatore di registro e si accede al selettore di gruppo, a 10 livelli di 30 posizioni. Ogni livello dà accesso ad un gruppo di selettori di linea, per 200 abbonati ciascuno.

Si hanno *due* gradi di selezione.

c) Centrali per 20.000 e 200.000 abbonati (fig. 144).

Aumenta di uno e rispettivamente di due unità il grado di selezione (3 e 4 gradi rispettivamente). Si avranno: cercatori primari e secondari, cercatori di registro e registri, primi, secondi (e terzi) selettori di gruppo, selettori di linea. Nella centrale per 200.000, i primi S. G. scelgono i gruppi di 20.000; i secondi S. G. scelgono i gruppi di 2000; i terzi S. G. scelgono i gruppi di 200 ed i S. L. scelgono l'abbonato nel gruppo.

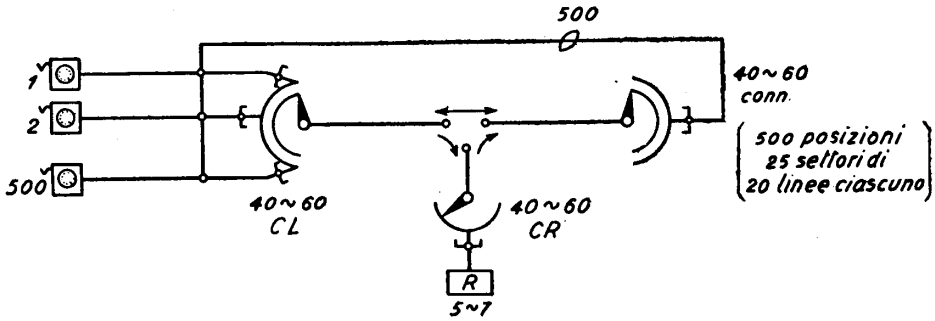


Fig. 145 – Schema di centrale Ericsson per 500 linee.

Sistema Ericsson:

a) Centrale per 500 abbonati (fig. 145).

Il cercatore, salvo lievi differenze, è identico al selettore e ha un multiplo di 500 linee. I 500 abbonati fanno quindi capo alle 500 posizioni, multiplate, di un certo numero di cercatori proporzionato al traffico.

Il cordone porta, anche qui, ad un cercatore di registro e, appena iniziato l'invio delle cifre, collega il registro ad un selettore di linea (o *connettore*) sulle posizioni del quale sono collegati gli abbonati.

Si ha *un solo grado di selezione*, senza selettori di gruppo.

b) Centrale per 10.000 abbonati (fig. 146).

La ricerca è semplice data la forte potenzialità del multiplo del cercatore.

È sufficiente una sola selezione di gruppo. I selettori di gruppo, infatti, hanno 25 livelli, ciascuno dei quali dà accesso ad un gruppo di 500. Vengono utilizzati, quindi, 20 livelli. I cinque residui sono impiegati per i servizi speciali (segreteria, elenco abbonati, utenti con linee multiple, ecc.).

I gradi di selezione sono *due*.

c) Centrale per 250.000 abbonati.

Anche qui la ricerca di linea è semplice. La centrale si realizza mediante due selettori di gruppo. I primi S. G. dànno accesso a 25 gruppi di 10.000; i secondi S. G. a 20 gruppi di 500.

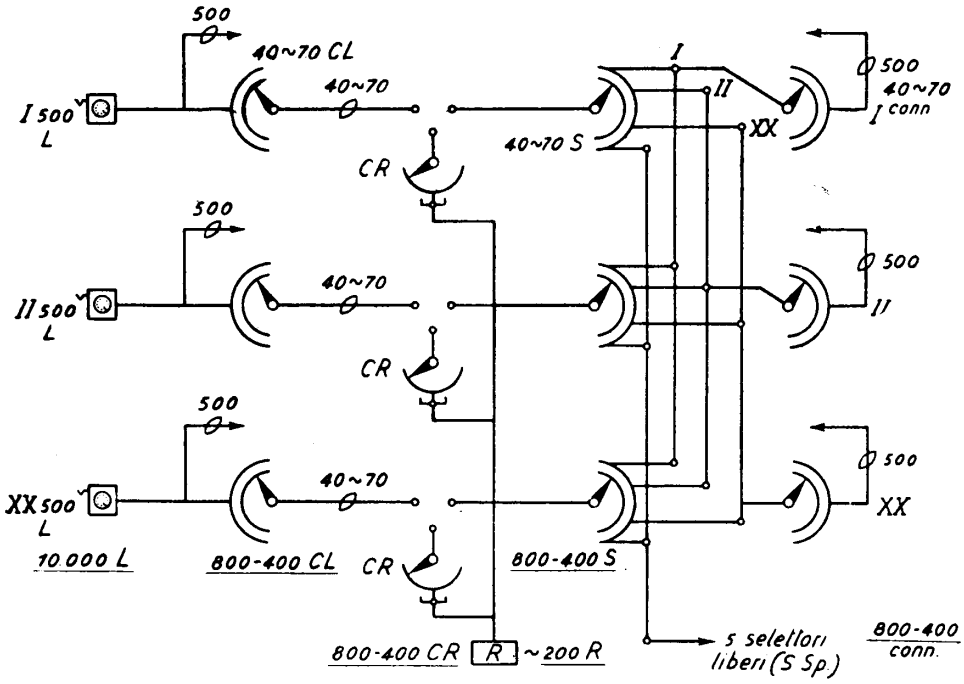


Fig. 146 – Schema di centrale Ericsson per 10.000 linee.

Si hanno *tre* gradi di selezione.

La seguente tabella riassuntiva permette di fare un raffronto dei gradi di selezione nei tre sistemi principali.

Potenzialità della centrale	Sistema Siemens-Strowger	Sistema Standard	Sistema Ericsson
100	1	1	1
200	2	1	1
500	2	2	1
1.000	2	2	2
2.000	3	2	2
10.000	3	3	2
20.000	4	3	3
100.000	4	4	3
200.000	5	4	3
250.000	5	5	3
1.000.000	5	5	4
2.000.000	6	5	4

Risulta evidente il vantaggio che l'adozione di selettori ad elevata potenzialità permette di realizzare nei confronti dei gradi di selezione.

II. Sistema Ericsson - Elementi costruttivi.

88. Il campo multiplo. — Descriveremo il sistema Ericsson per grandi centrali, che da noi è il più diffuso. Avvertiamo però che la stessa fabbrica costruisce tipi diversi di selettori (rotativo; a coordinate rettangolari, detto XY) che vengono utilizzati in impianti aventi carattere speciale.

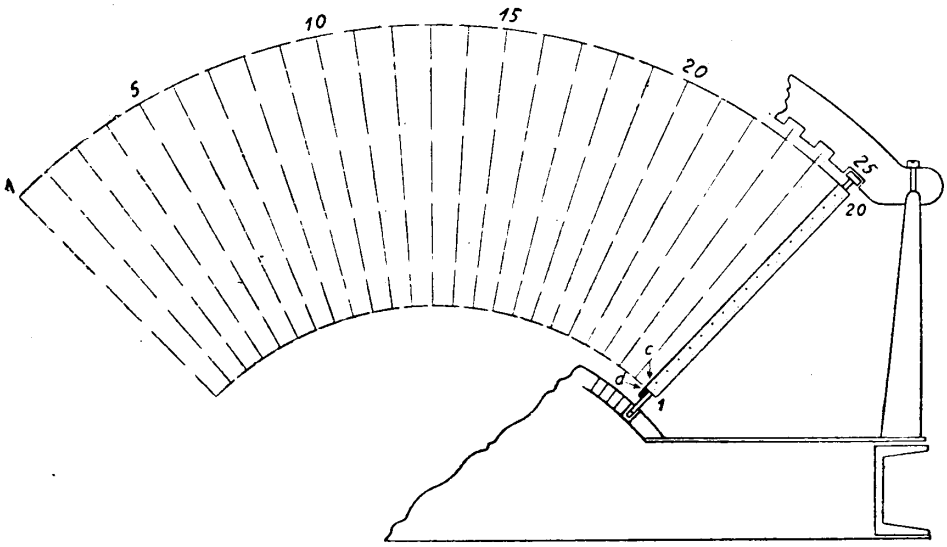


Fig. 147 - Multiplo della centrale Ericsson.

Strutture caratteristiche del sistema sono: il multiplo, il selettore, il registro, la trasmissione del movimento ai selettori.

Il *multiplo*, ha la capacità di 500 linee ed è formato da fili nudi raggruppati in 25 telai (*MF*) disposti verticalmente e radialmente rispetto al centro di rotazione dei selettori (vedi figg. 147 e 150, che rappresentano il multiplo in sezione orizzontale). Ogni telaio contiene 20 linee ed è costituito da uno scheletro, formato da due sbarre verticali, unite da regoli orizzontali. I fili di contatto, in bronzo fosforoso nudo, sono disposti verticalmente, isolati l'uno dall'altro ed allineati su due piani paralleli, uno contenente i fili *a*, *b*, l'altro i fili di prova *c*.

La numerazione del multiplo è crescente per ogni telaio, dall'interno verso l'esterno, e, per i successivi telai, da sinistra verso destra (vedi fig. 148).

Il braccio del selettore, nel suo moto di rotazione, sceglie uno dei 25 telai e

nel moto di penetrazione una delle 20 linee del telaio stesso. In tal modo la sua esplorazione si estende alle 25 × 20 = 500 linee.

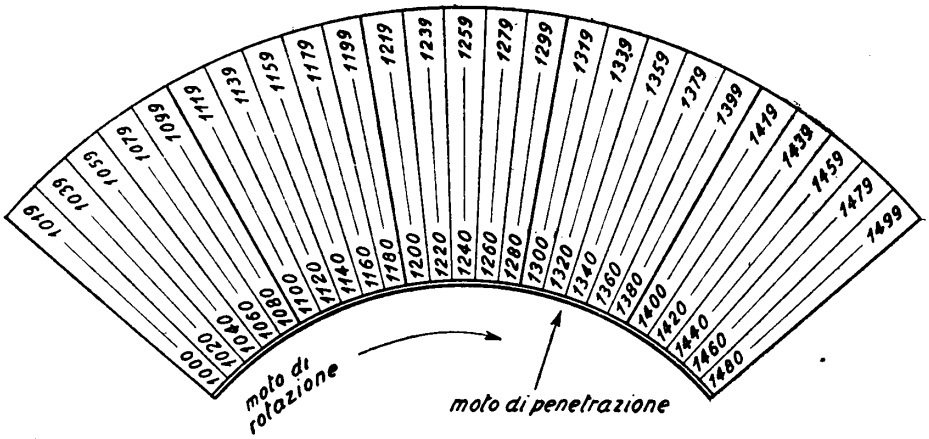


Fig. 148 – Numerazione del multiplo di un connettore.

89. Il selettore. — I *selettori* possono assumere tre diverse denominazioni: *cercatori di chiamata* (*S*) (1), *selettori di gruppo* (*GV*) e *connettori* (*LV*), a seconda delle funzioni che esplicano nel corso della selezione, pur variando fra loro solo per piccoli dettagli costruttivi.

Il movimento dei selettori è ottenuto per accoppiamento ad un albero verticale (*H*) (fig. 149), che a sua volta deriva il moto da un albero orizzontale (*O*), azionato da motore elettrico (*E*).

La costituzione meccanica del selettore è rappresentata nella fig. 150.

Il selettore si compone di un piano metallico (*BP*) su cui è libero di ruotare un disco (*KR*), avente il bordo dentato.

Su questo disco è disposto un secondo disco (*TS*) munito di un settore dentato, disco che può ruotare col primo o rimanere fermo mentre quello ruota. Sopra *TS* poggia il braccio portaspazzole (*KA*), che può scorrere longitudinalmente o restare fissato al disco *TS*. Il moto radiale del braccio è comandato da una ruota dentata (*ZR*), imperniata su *TS* ed ingranata su una seconda corona dentata di *KR*. Il selettore occupa in altezza lo spazio di soli cm 3½.

Si notano ancora:

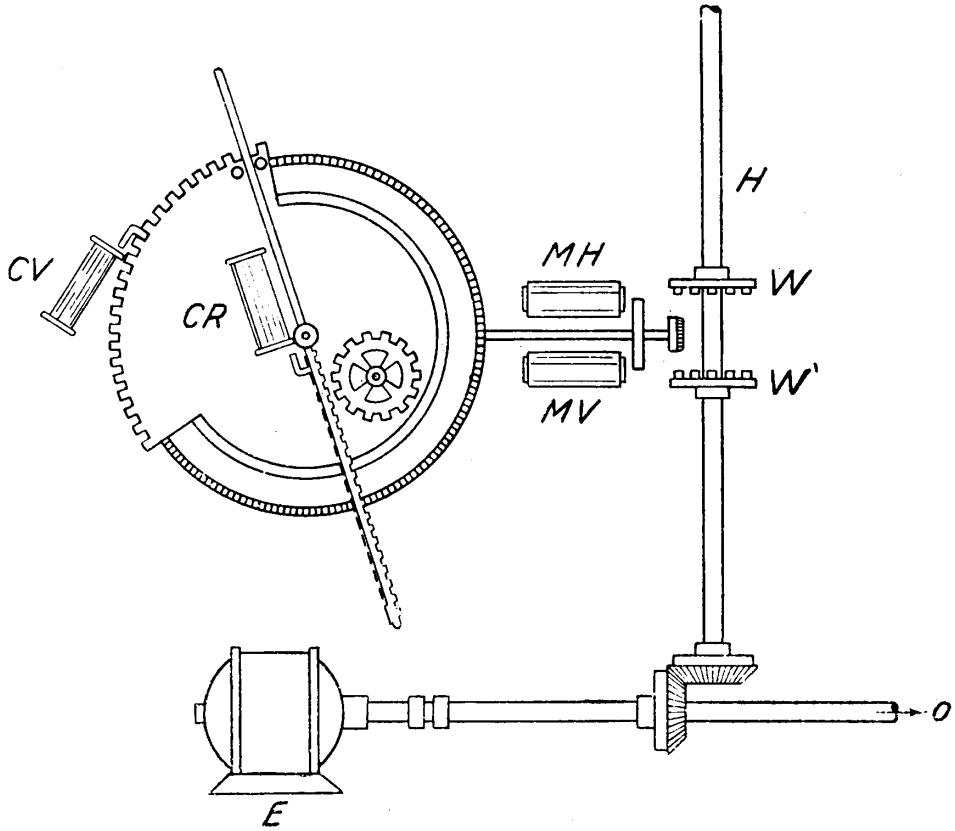
— il magnete *CV* (magnete di rotazione), che col suo nottolino (*EV*) blocca a riposo la rotazione del disco *TS* e la sblocca se è eccitato;

— il magnete *CR* (magnete di penetrazione) che blocca (quando non è eccitato) lo scorrimento radiale del braccio *KA*.

---

(1) Le lettere maiuscole sono quelle adoperate negli schemi della Ericsson per indicare i vari organi.

— i magneti *MH* e *MV*, che, se eccitati, fanno ingranare un pignoncino *FR* su una delle due ruote dentate *W*, *W'* gemelle (vedi anche fig. 149), imprimendo così al disco *KR*, attraverso l'altro pignoncino *FR'*, una rotazione destrorsa o sinistrorsa.

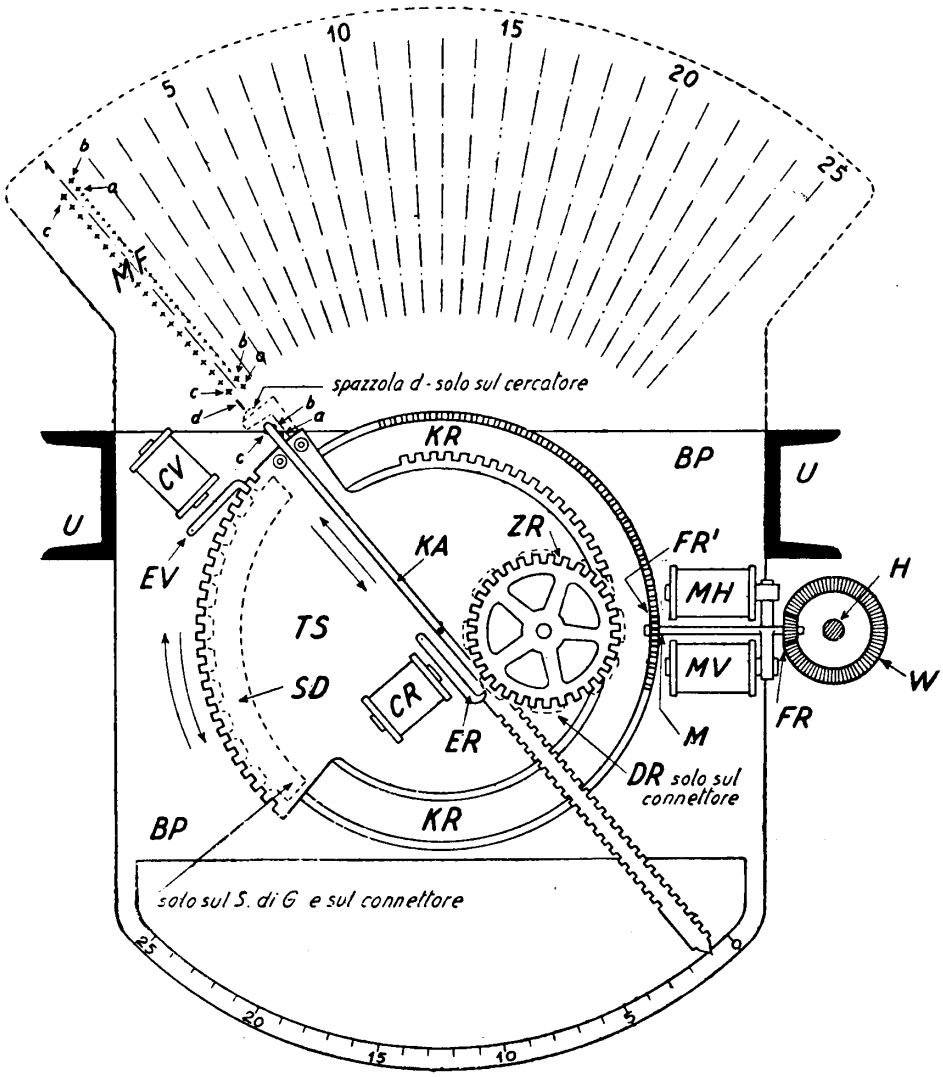


H – Albero verticale di trasmissione del movimento.
O – Albero orizzontale di trasmissione del movimento.
E – Motore per il movimento dei selettori.
CV – Magnete di rotazione.
CR – Magnete di penetrazione.
W, *W'* – Ruote dentate gemelle.
MH, *MV* – Magneti di accoppiamento destrorso e sinistrorso.

Fig. 149 – Trasmissione del movimento ad un selettore Ericsson.

Al ruotare di *KR*, se *CV* è attratto e *CR* a riposo, anche *TS* viene trascinato in rotazione, insieme al braccio *KA*; se invece è attratto *CR* e *CV* rilasciato, il disco *TS* è tenuto fermo dal nottolino *EV*, e il moto di rotazione di *KR* si trasmette a *ZR* provocando lo scorrimento del braccio *KA* (movimento radiale di *KA*).

L'inversione del moto di *KR* e, quindi, anche del moto di rotazione e di penetrazione del braccio *KA*, avviene con l'alternarsi in attrazione e rilascio di *MH* e *MV*, che portano *FR* ad impegnarsi con l'una o l'altra delle ruote *W*.



H – Albero del movimento.
W, *W'* – Ruote dentate gemelle.
FR – Pignoncino di accoppiamento all'albero.
MH, *MV* – Magneti per il comando di *FR* e l'accoppiamento con *W* o con *W'* (rotazione destrorsa o sinistrorsa).
FR' – Pignoncino di accoppiamento al disco *KR*.
KR – Disco a bordo dentato, imperniato al centro alla piastra *BP*, con dentatura interna accoppiata a *ZR*.
TS – Disco con settore dentato, portante la ruota dentata *ZR* ed il braccio porta-spazzole *KA*.
CV – Magnete per lo sblocco del disco *TS* (movimento di rotazione) a mezzo del nottolino *EV*.
CR – Magnete per lo sblocco del braccio *KA* a mezzo del nottolino *ER*.

Fig. 150 – Selettore Ericsson.

Esaminiamo ora il funzionamento del selettore nelle tre distinte mansioni di cercatore, selettore di gruppo e connettore. Il *cercatore* (*S*), in seguito ad una chiamata, parte in rotazione alla ricerca della linea dell'abbonato chiamante. In esso il disco girevole *TS* (fig. 150) è munito di un piccolo braccio che porta una spazzola speciale *d*.

Durante la rotazione tale spazzola striscia sulle varie sbarre verticali *d*, collocate davanti ad ogni telaio *MF* del multiplo (fig. 147).

Appena viene trovata una sbarra affetta da potenziale caratteristico, il cercatore si ferma e l'asta portaspazzole *KA* inizia il suo movimento radiale, avanzando fra i contatti del multiplo alla ricerca della linea chiamante, davanti alla quale si arresta.

Il cercatore non ha posizione di riposo e si ferma in attesa in un qualunque punto intermedio dell'arco di rotazione. A fine corsa, in un senso o nell'altro, viene fatto agire un gruppo di contatti che diseccita il magnete d'accoppiamento in funzione (*MH* o *MV*) ed include l'altro, invertendo il senso di rotazione.

Analogamente, alla fine della corsa di penetrazione nel multiplo, un altro gruppo di contatti viene azionato e si inverte il senso del moto, alla fine del quale l'asta *KA* esce dal multiplo.

Il *selettore di gruppo* (*CV*) è simile al cercatore ma non ha la spazzola *d*. Invece, al disco *TS* è aggiunto un settore dentato (*SD*) (fig. 150, disegnato con segno tratteggiato), su cui scorre un piccolo rullo, che comanda la chiusura e l'apertura d'un contatto; durante la rotazione del selettore si genera così una serie d'impulsi che vengono mandati al registro sul filo *b* (impulsi *inversi* o di *ritorno*).

L'asta portaspazzole *KA* inizia la sua rotazione dalla posizione estrema di sinistra e, quando il selettore viene liberato, torna automaticamente in tale posizione.

Il *connettore* (*LV*) è simile al selettore di gruppo. Esso ha tanto il moto di rotazione quanto quello radiale di penetrazione comandato e controllato dal registro. Per ottenere ciò oltre ad avere il settore dentato *SD* per l'invio degli impulsi di ritorno durante la rotazione, ha anche un altro settore dentato (*DR*), disegnato a tratteggio in fig. 150, solidale alla ruota *ZR*, per inviare al registro gli impulsi inversi durante il moto radiale dell'asta *KA*.

90. Organi di comando dei selettori. — Ogni selettore è completato da organi che ne comandano i movimenti e l'arresto, coordinandone il funzionamento con quello di tutti gli altri. Questi organi di comando possono essere di due tipi:

a) a commutatori sequenziali;

b) a relè.

Il *commutatore sequenziale* è costituito da una serie di spazzole calettate su di un asse e striscianti su banchi di contatto circolari, da una serie di relè associati e dal magnete d'accoppiamento e relativo ingranaggio per la trasmissione del moto dall'albero verticale all'albero portaspazzole (fig. 151).

Il sequenziale (*SOS*) del cercatore, con le successive posizioni delle sue spazzole, include i vari circuiti per i movimenti e l'arresto del cercatore. Inoltre è dotato

del relè d'alimentazione dell'abbonato chiamante, del relè d'accoppiamento al registro, ecc. Il sequenziale (*SOV*) del connettore ne comanda i movimenti e l'arresto, fornisce le varie segnalazioni (corrente di chiamata - tono d'occupato) ed alimenta l'abbonato chiamato.

Ultimamente la Ericsson, col sistema OS (che più avanti descriveremo brevemente), ha sostituito i commutatori sequenziali con gruppi di relè di comando.

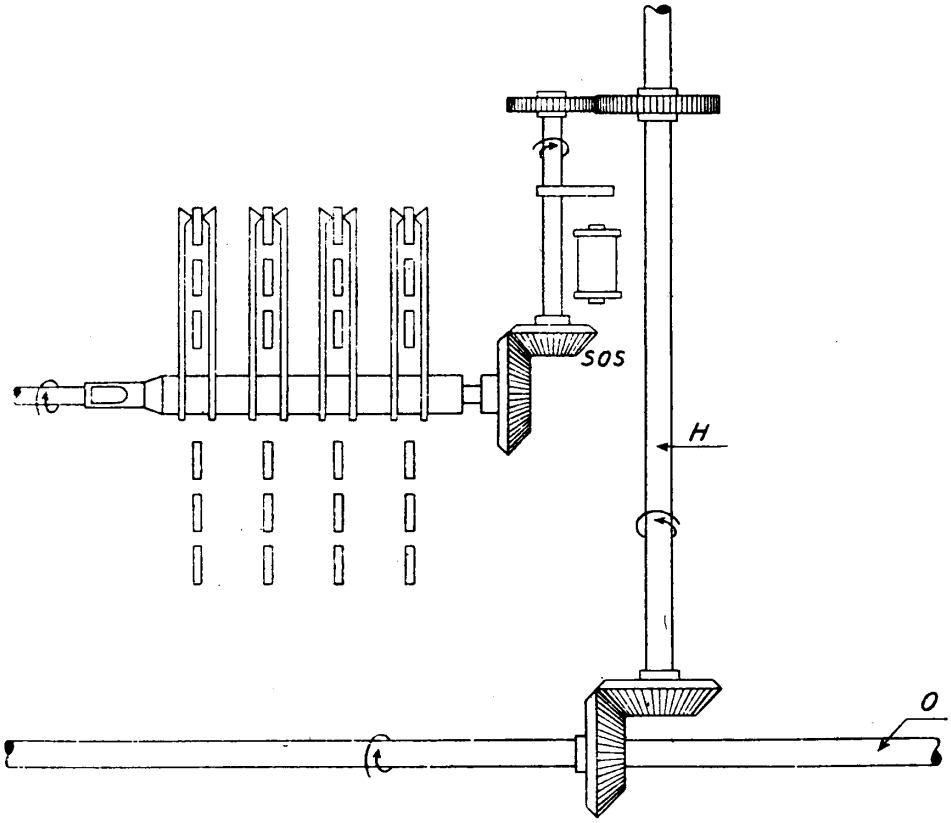


Fig. 151 – Trasmissione del movimento ad un sequenziale.

Inoltre ha concentrato i relè d'alimentazione abbonati, il relè d'accoppiamento al registro, ecc. e tutte le varie segnalazioni, in un unico complesso di relè, chiamato *circuito di cordone* (*SNR*). Il sistema risulta così notevolmente semplificato, sia meccanicamente che elettricamente.

91. Registro. — Il registro si compone di un certo numero di relè e di alcuni selettori rotativi passo a passo. Questi, rispetto alle loro funzioni, si dividono in due gruppi: un gruppo *registrante*, composto di tanti selettori (*Re*) quante sono

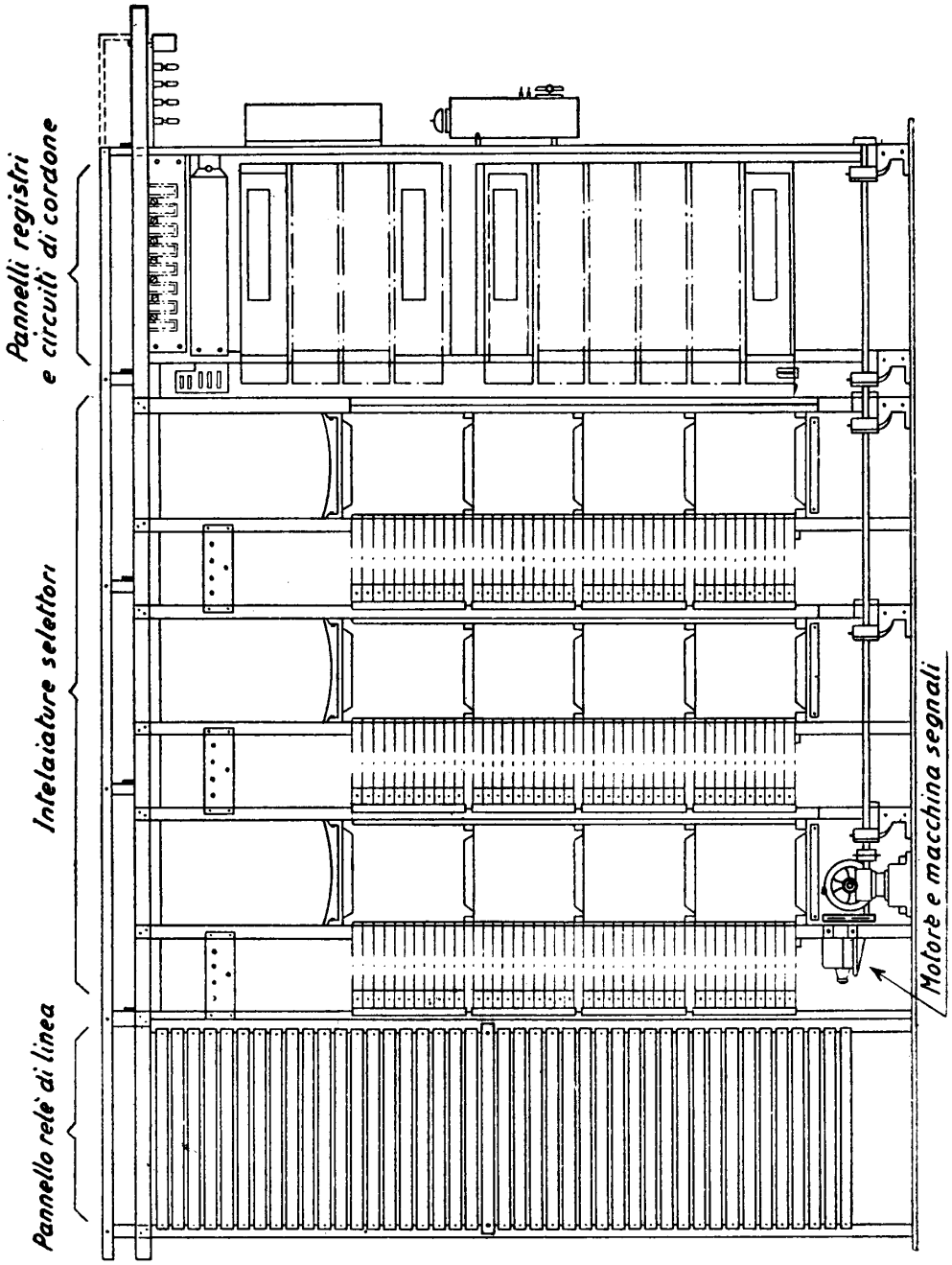


Fig. 152 – Intelaiatura di centrale Ericsson (sistema OS).

le cifre trasmesse dall'abbonato, più un selettore di smistamento (*SOR 1*), che distribuisce le cifre fra gli *Re* in modo che la prima venga registrata da *Re 1*, la seconda da *Re 2* e così via; ed un gruppo *di comando*, che comprende i vari selettori che registrano gli impulsi di ritorno, più un selettore (*SOR 2*) per l'inclusione successiva.

Così, in una centrale la cui numerazione è a 4 cifre, il registro avrà i seguenti selettori passo a passo: *SOR 1*, *Re 1*, *Re 2*, *Re 3*, *Re 4*, per la registrazione degli impulsi d'abbonato; *SOR 2*, *Re 5* (rotazione selettori di gruppo), *Re 6* (rotazione connettori), *Re 7* (moto radiale connettori) per la registrazione degli impulsi di ritorno.

Il registro interviene nella comunicazione solo per il tempo della selezione. Dopo viene subito liberato, e serve per altre chiamate. Con la liberazione, le spazzole dei vari selettori tornano nella posizione di riposo (vedi n° 94).

92. Intelaiature della centrale. — Le *intelaiature* di una centrale Ericsson sono costituite da montanti (ferri ad U) riuniti in alto ed in basso da piastre sagomate; altre piastre di collegamento sono disposte ogni 10 selettori.

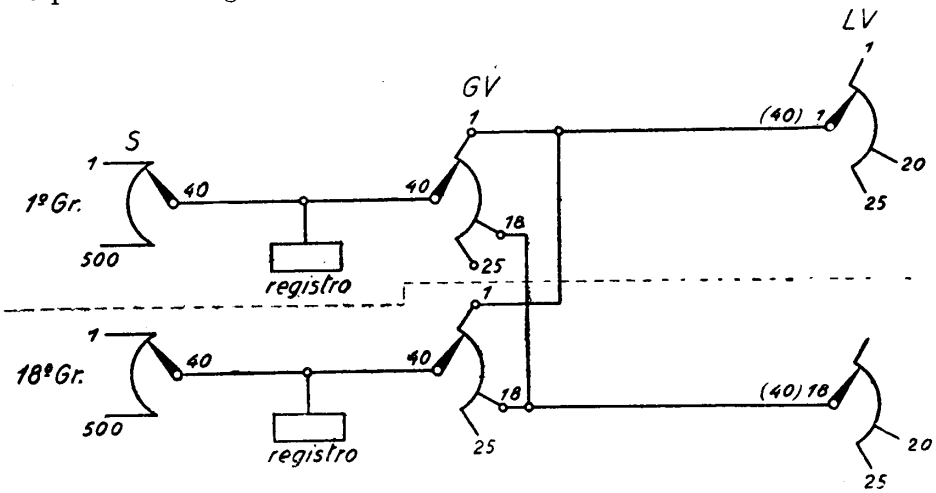


Fig. 153 — Diagramma di giunzione in una centrale Ericsson per 9000 abbonati.

Data la piccolissima altezza di ogni organo, uno scomparto di intelaiatura può ospitare fino a 70 selettori, uno sull'altro. Il multiplo è disposto posteriormente. L'albero verticale *H* del movimento è posto davanti al montante di destra; a sinistra si ha il cablaggio con le prese di raccordo del circuito del selettore.

Nelle centrali più grandi e meno recenti gli organi sono disposti in file parallele e nell'ordine di funzionamento: pannelli di relè di linea, cercatori, connettori, commutatori sequenziali, selettori di gruppo, registri.

Allo scopo di ridurre ulteriormente l'ingombro, la Ericsson, nel sistema OS,

che manca di commutatori sequenziali, ha disposto in una unica intelaiatura tutti gli organi necessari al funzionamento di un gruppo di 500 abbonati (fig. 152). Ogni intelaiatura contiene, da sinistra a destra: 2 pannelli per relè di linea, un pannello per cercatori ed uno per selettori di gruppo (della capacità di 40, 50 selettori, a seconda del traffico nel gruppo), 1 pannello per 40÷60 connettori, 1 pannello a due facce, l'una per 10÷12 registri e l'altra per 40÷50 circuiti di cordone.

Ogni intelaiatura o fila viene comandata da un unico motorino che funziona con la corrente di alimentazione della centrale (24 volt c. c.) e genera la corrente alternata di chiamata ed i toni dei segnali.

Tale motorino è avviato automaticamente e si ferma se non vi sono comunicazioni in corso nel gruppo da 500.

Data questa caratteristica disposizione degli organi e la capacità del multiplo, una centrale del tipo OS con più di 500 numeri (1000, 15000 ....) viene costituita da tanti gruppi analoghi da 500.

A titolo di esempio riportiamo in fig. 153 il diagramma di connessioni di una centrale da 9000 numeri, che avrà ovviamente 18 gruppi da 500, e che rispetto allo schema di principio della fig. 146 è caratterizzato dall'assenza dei cercatori di registro, che mancano nel sistema in esame.

III. Schema della centrale Ericsson.

93. Ricerca dell'abbonato chiamante e di un registro libero. — Esaminiamo il funzionamento della centrale (sistema OS), senza entrare nel dettaglio degli schemi, ma tenendoci alle linee generali.

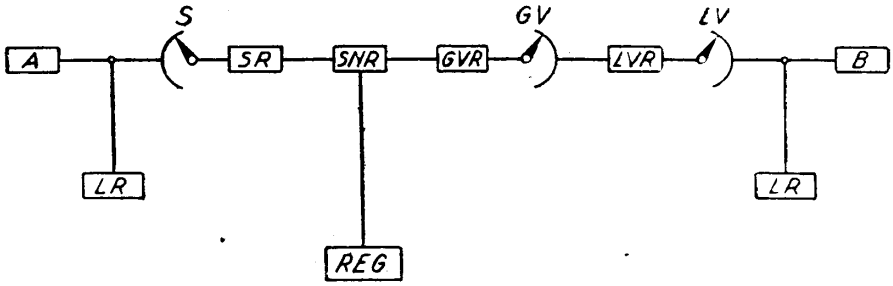


Fig. 154 – Schema dei collegamenti durante il funzionamento di una centrale per 9000 abbonati.

Quando l'abbonato chiamante sgancia, si eccita il suo relè di linea *LR* (riferirsi allo schema generale di fig. 154).

L'eccitazione di *LR* provoca quella del relè di gruppo *LGR* (comune alle 20 linee di un telaio *MF* del multiplo dei cercatori) e mette un potenziale sulla sbarra *d* del telaio ed un potenziale sul filo *c* della linea. Il relè *LGR* fa eccitare un relè d'avviamento (*STR*) che manda una terra a tutti i registri.

I registri liberi, mediante lo spostamento di *SOR 1* (fig. 155) includono uno dei cercatori liberi, per cui, per ogni chiamata, partono tanti cercatori quanti sono i registri liberi. Il primo cercatore che nella sua rotazione incontra la sbarra *d* affetta da potenziale, si ferma sul telaio corrispondente e l'asta *KA*, per l'azione dei relè di comando (*SR*), inizia il suo movimento di penetrazione nel telaio del

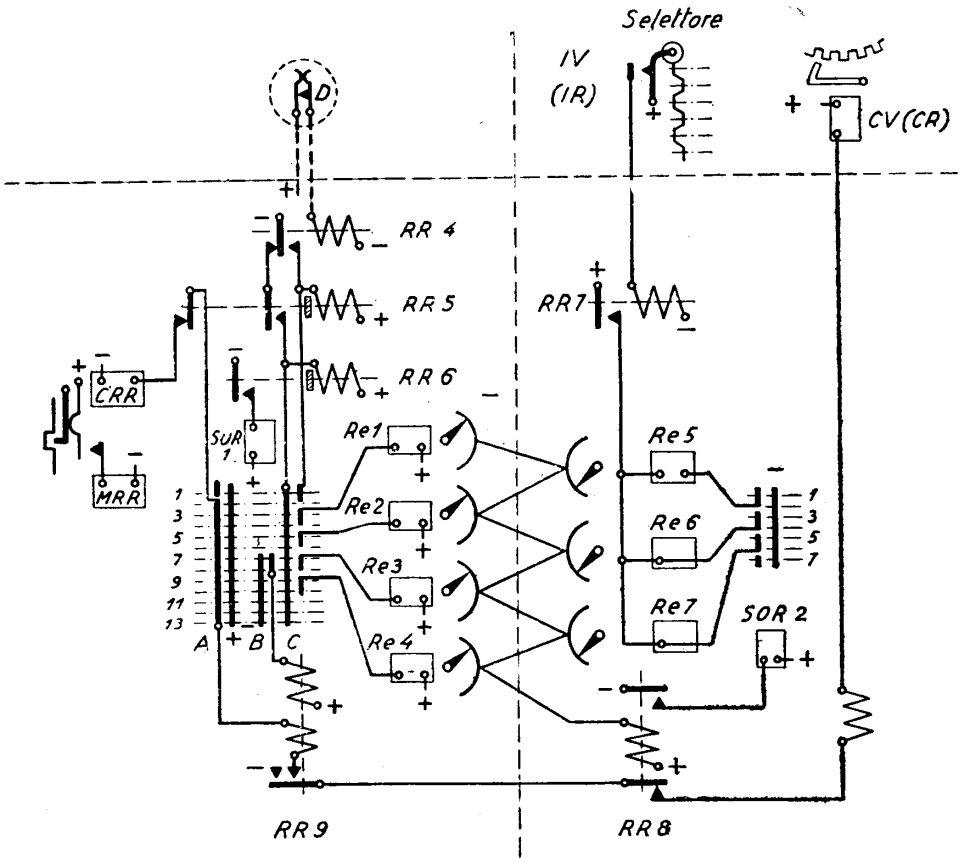


Fig. 155 – Schema di un registro Ericsson.

multiplo e si ferma sulla linea, il cui filo *c* è (come si è visto, dopo l'attrazione di *LR*), pure caratterizzato da una polarità. Il relè *SNR 1* del circuito di cordone, connesso al cercatore impegnato, collega la linea chiamante al registro, che invia all'abbonato il segnale di centrale. Può così essere iniziata la trasmissione degli impulsi.

94. Registrazione del numero domandato e comando del movimento dei selettori. — Lo schema di un registro è riportato nelle figg. 155-156.

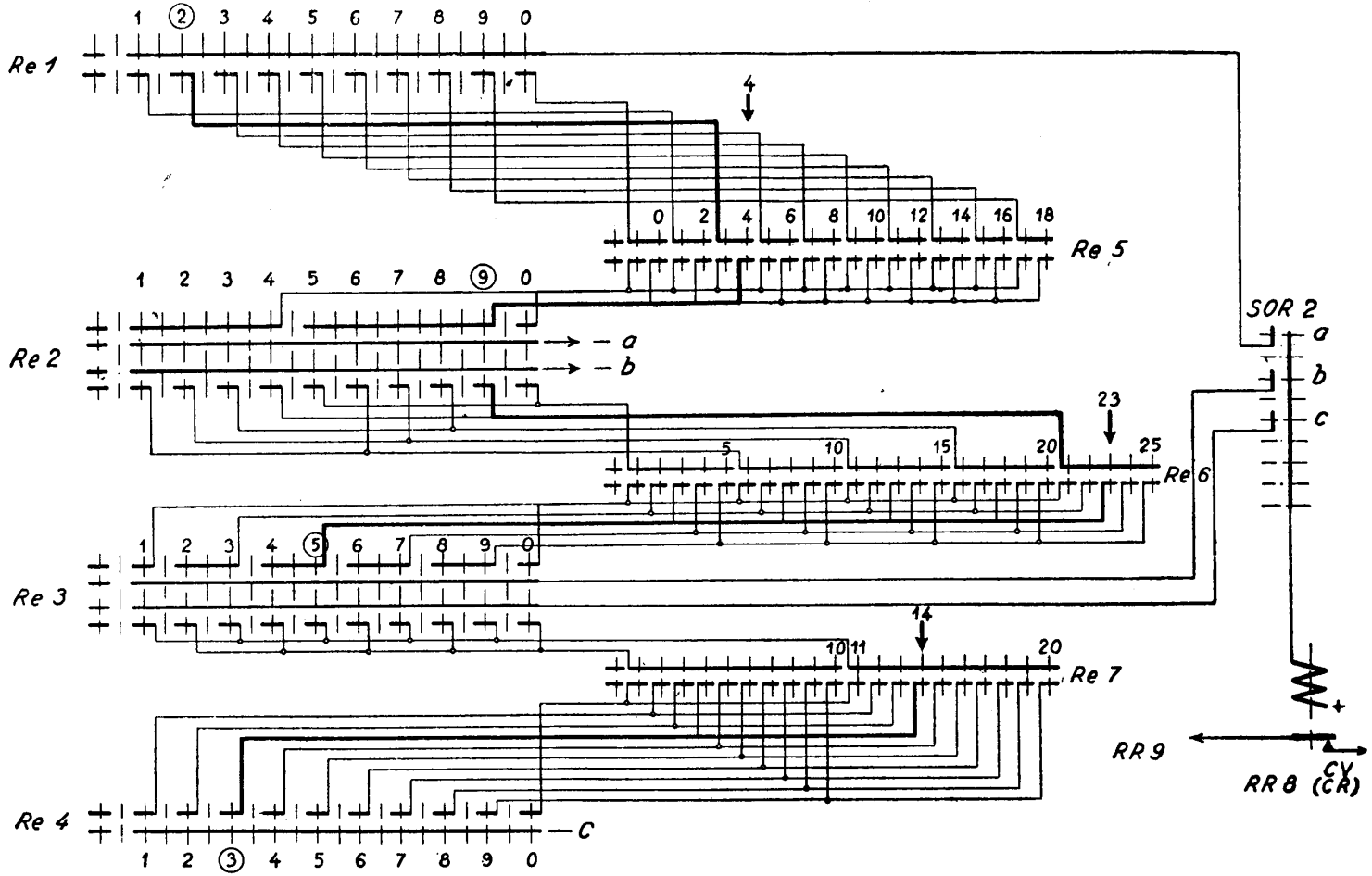


Fig. 156 – Connessioni fra gli elementi del registro Ericsson.

Immaginiamo che la centrale, come nell'esempio precedente, sia di 9000 numeri (18 gruppi da 500) con numerazione 1000-9999. I primi 18 telai del multiplo dei selettori di gruppo, sono collegati ai connettori dei corrispondenti 18 gruppi da 500 (figg. 157-158). Le quattro cifre componenti il numero richiesto, mediante lo spostamento di *SOR 1*, sono registrate successivamente dai selettori *Re 1* ÷ *Re 4*. Appena sono state trasmesse tante cifre quante ne occorrono per individuare il gruppo di 500 (due cifre), il selettore *SOR 2* si sposta dalla sua posizione di riposo, manda un potenziale sul filo *a* verso i relè *CV*(*CR*) di comando del selettore

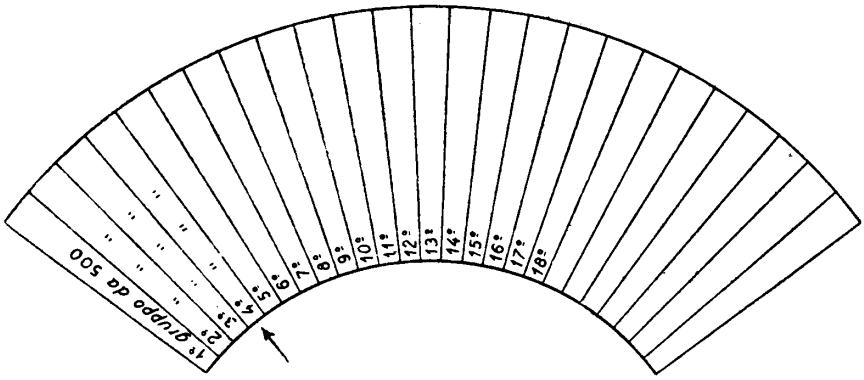


Fig. 157 – Multiplo dei selettori di gruppo in una centrale per 9000 linee.

di gruppo ed include, sul circuito degli impulsi inversi, il selettore *Re 5*. Il selettore di gruppo inizia la sua rotazione ed invia una serie di impulsi di terra a *Re 5* che si sposterà di tanti passi quanti sono quelli percorsi dal selettore di gruppo.

Immaginiamo che il numero richiesto sia il 2953, compreso nel IV gruppo.

Nel registro è combinato un circuito che unisce le posizioni *2* di *Re 1* (1ª cifra) e *9* di *Re 2* (2ª cifra) con la posizione *4* di *Re 5* (fig. 155-156).

Quando le spazzole di *Re 5*, seguendo i passi di rotazione del selettore di gruppo, giungono nella posizione *4*, il circuito viene completato e si eccita un relè che ferma il selettore di gruppo dinnanzi al 4° telaio, le cui 20 linee sono collegate con i connettori del corrispondente gruppo da 500.

I relè *CV*(*CR*) (fig. 156) fanno avanzare il braccio *KA* nel telaio alla ricerca di un connettore libero.

Nel caso che nella corsa di andata non si trovino uscite libere, il braccio, giunto in fine corsa, inverte il suo movimento e seguita ad andare avanti ed indietro finchè non ha trovato un connettore libero (ricerca continua). Il registro viene collegato a questo connettore e l'avanzamento di *SOR 2* collega *Re 6* al circuito degli impulsi inversi. Intanto l'abbonato ha trasmessa la 3ª cifra; il connettore, la cui posizione di rotazione è determinata dalla 2ª e 3ª cifra, parte in rotazione inviando impulsi inversi a *Re 6*. Appena *Re 6* è giunto in posizione *23*,

corrispondente al telaio delle linee da 940 a 959 (fig. 158), procura, a mezzo del relè di comando (*LVR*) del connettore, l'arresto di questo. Quando l'abbonato ha trasmesso anche l'ultima cifra, le spazzole del connettore penetrano nel 23° telaio mandando impulsi di ritorno a *Re 7* e, analogamente alla ricerca del telaio, quando *Re 7* ha raggiunta la posizione *14*, provvede a fermare le spazzole del connettore sulla linea richiesta (2953).

Appena terminata la selezione il registro viene liberato e dal circuito di cordone è inviata la corrente di chiamata. Quando l'abbonato risponde, viene inter-

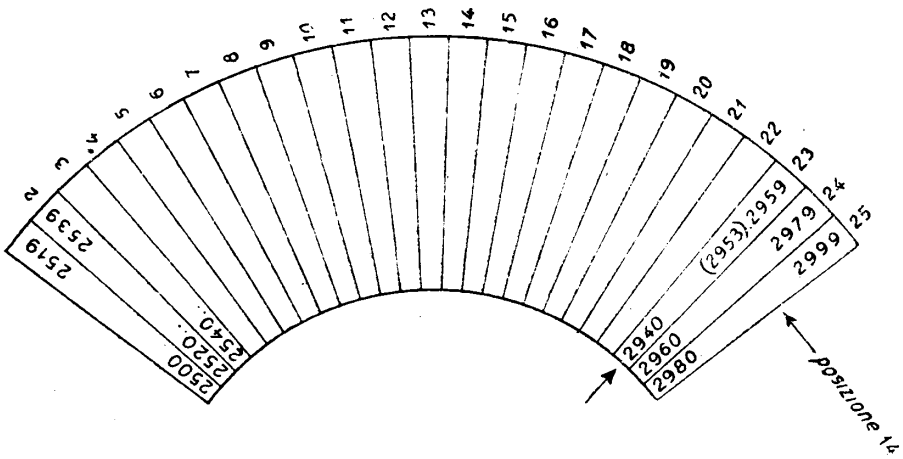


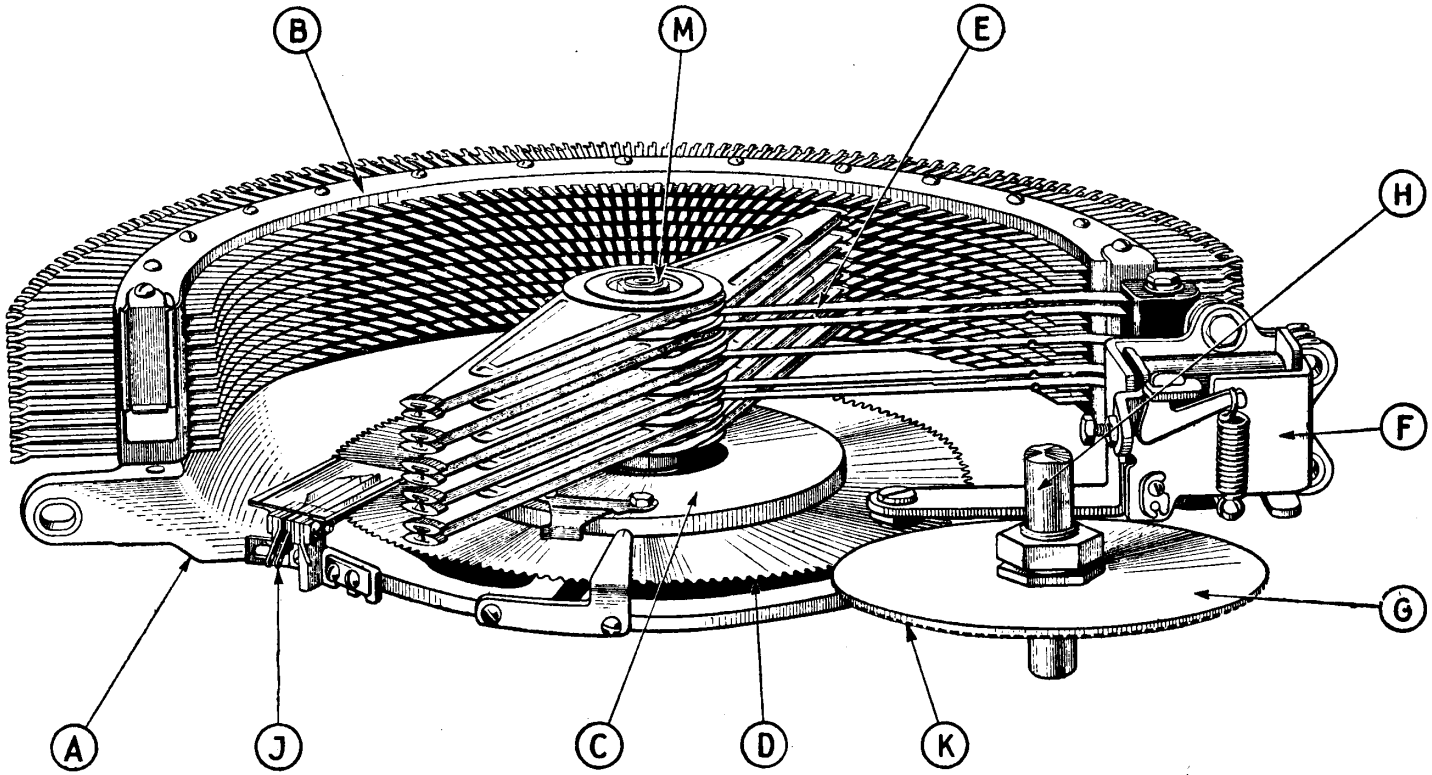
Fig. 158 – Multiplo del connettore del gruppo 2500-2999.

rotto il circuito della corrente di chiamata ed i due abbonati rimangono in conversazione, alimentati dal circuito di cordone. Infine, quando gli abbonati riagganciano, tutti i selettori vengono liberati; i selettori di gruppo ed i connettori tornano a riposo, i cercatori si fermano nella posizione raggiunta in attesa di nuove chiamate.

IV. Sistema Standard - Elementi costruttivi.

95. Caratteristiche del sistema 7 A. — Anche del sistema Standard sono stati elaborati successivamente diversi tipi. Il tipo fondamentale è il 7A, per grandi centrali; da qualche anno sono stati portati a questo tipo numerosi perfezionamenti, che interessano più che altro i particolari costruttivi ed hanno lo scopo di ridurre l'ingombro degli organi pur conservando al sistema le sue caratteristiche di grande robustezza e sicurezza di funzionamento. Alla fine di questo capitolo accenneremo al sistema 7D.

Il sistema viene anche chiamato « rotary » perchè tutti gli organi sono animati solo da movimento di rotazione. Per la ricerca del livello si ha un originale me-



A – Piastra di sostegno.
B – Arco dei terminali.
C – Rotore.
D – Disco flessibile dentato.
E – Molle adduttrici ai bracci del rotore.
F – Magnete di comando dell'innesto.
G – Ruota motrice dentata.
H – Albero motore principale.
K – Denti della ruota motrice.
J – Molle degli impulsi inversi.
M – Asse di rotazione.

Fig. 159 – Vista del cercatore rotary.

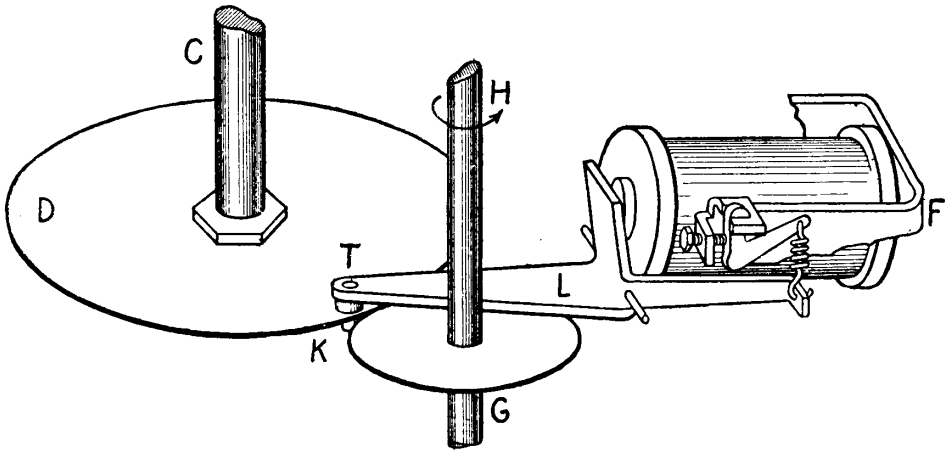
todo, che meglio vedremo fra poco, mediante il quale si sceglie la fila di contatti senza ricorrere al movimento di sollevamento caratteristico dei selettori passo a passo.

Esaminiamo le strutture caratteristiche.

96. Cercatori. — Si hanno cercatori rotativi primari e secondari, e cercatori di registro. Il tipo di cercatore è fondamentalmente unico; a seconda dell'impiego variano solo la capacità del campo multiplo ed il numero dei bracci di esplorazione.

Notiamo principalmente in questo organo (fig. 159):

— *l'arco dei terminali* (*B*), in materiale isolante, portante (su una superficie cilindrica di 180°) più file di làmine di bronzo duro. Ogni fila di terminali può avere 50 o 100 posizioni (più una di riposo). Il numero delle file può arrivare fino a 10, e varia con il numero dei fili componenti ciascuna linea. Posteriormente, come al solito, si hanno le terminazioni sagomate e stagnate per la saldatura dei conduttori di collegamento;



C – Rotore.
D – Disco flessibile.
F – Magnete di comando dell'innesto.
G – Ruota motrice calettata all'albero *H*.
L – Leva di comando con risalto *T*.
K – Accoppiamento a denti.

Fig. 160 – Schema del meccanismo di trasmissione del movimento al cercatore rotary.

— *il rotore* (*C*), costituito da un asse (*M*) sul quale sono disposti i bracci di contatto: semplici (cioè della lunghezza di un raggio) ovvero doppi (cioè lunghi quanto un diametro) come nel cercatore rappresentato in figura. Nel caso dei bracci doppi, durante una mezza rotazione vengono esplorate le file di contatti dispari, durante l'altra mezza rotazione le file di contatti pari. Per assicurare la massima conducibilità i bracci sono costituiti dall'insieme di due làmine, irrigidite da nervature, che abbracciano la lamella del multiplo con due contatti di lega nobile. La continuità dei bracci verso l'esterno è ottenuta mediante molle adduttrici (*E*) che

scorrono sui dischi di fissaggio dei bracci all'asse del rotore, con l'estremità foggiata a spazzola;

— *il meccanismo per la trasmissione del movimento,* così costituito (vedi anche schema fig. 160): la parte inferiore del rotore porta calettato un disco dentato flessibile di alpacca (*D*), il quale può ingranare con una ruota (*G*) portata dall'albero verticale principale (*H*) posto a lato di ogni intelaiatura ed in continua rotazione.

A riposo il disco flessibile è impedito di ingranare con la ruota perchè premuto da una leva (*L*), a sua volta tirata da una robusta molla di contrasto. La leva può però, al comando di un magnete (*F*), essere sollevata e liberare il disco. All'attrazione del magnete, pertanto, corrisponde l'istantanea messa in rotazione del rotore, ed al rilascio del magnete l'abbassamento della leva e l'arresto del movimento di rotazione. La stabilità della posizione d'arresto è assicurata da un risalto contro cui l'estremità (*T*) della leva spinge e tiene serrato il lembo del disco. Ciò permette un'elevata velocità di ricerca, di 45 linee al secondo.

97. Selettori. — Nel tipo 7A si hanno selettori primari, secondari e finali (cioè I S. G., II S. G. e S. L.), i quali differiscono l'uno dall'altro solo per piccoli particolari. Il selettore « rotary » (fig. 161) è composto di due parti mobili e di una fissa.

La parte fissa è, al solito, l'*arco dei terminali* o multiplo delle linee. Su di una superficie semicilindrica di 180° sono montati tre gruppi di terminali metallici isolati; ciascun gruppo è composto di 100 terne di terminali, disposti in 10 livelli di 10 terne di terminali ciascuno. Complessivamente i terminali sono quindi $3 \times 100 \times 3 = 900$. I terminali, in bronzo duro, sono collegati, verso l'esterno, alle pagliette a saldare per il collegamento dei cavi di giunzione.

I tre gruppi di terminali sono utilizzati interamente nei selettori di gruppo (primari e secondari); in quelli finali le linee allacciate sono generalmente solo 200; il terzo gruppo è riservato ai servizi speciali o agli utenti usufruenti di più linee con ricerca automatica (cosiddette linee *PBX*).

Le parti mobili sono: il *carrello portaspazzole* e l'*albero sganciaspazzole.*

Il carrello portaspazzole è costituito (vedi schema fig. 162) da un albero verticale rotante, imperniato alla piastra sagomata di sostegno del selettore e coincidente con l'asse dell'arco dei terminali; un sostegno metallico (*B*) portato dall'asse (*carrello*), contiene i *gruppi di spazzole.* Per ciascun livello (corrispondente ai tre contatti di una terna) si ha una terna di spazzole; si hanno cioè *dieci terne* di spazzole, di cui ciascuna può esplorare un livello. Le terne, collegate in parallelo, fanno capo a tre anelli collettori (*K*) e tre spazzole striscianti (*L*) e, quindi ai tre fili di linea. Un quarto anello ed una quarta spazzola servono a scopi speciali e non sono normalmente adoperati.

Ogni terna nella rotazione del carrello percorre l'arco dei corrispondenti terminali; non si ha però contatto perchè dieci molle (una per terna), montate sul carrello, premono i blocchetti isolanti di ciascuna terna, tenendo le spazzole metalliche lontane dall'arco dei terminali, con il contrasto di un arresto isolante. Solo se questo arresto è fatto scattare la corrispondente terna viene spinta in fuori

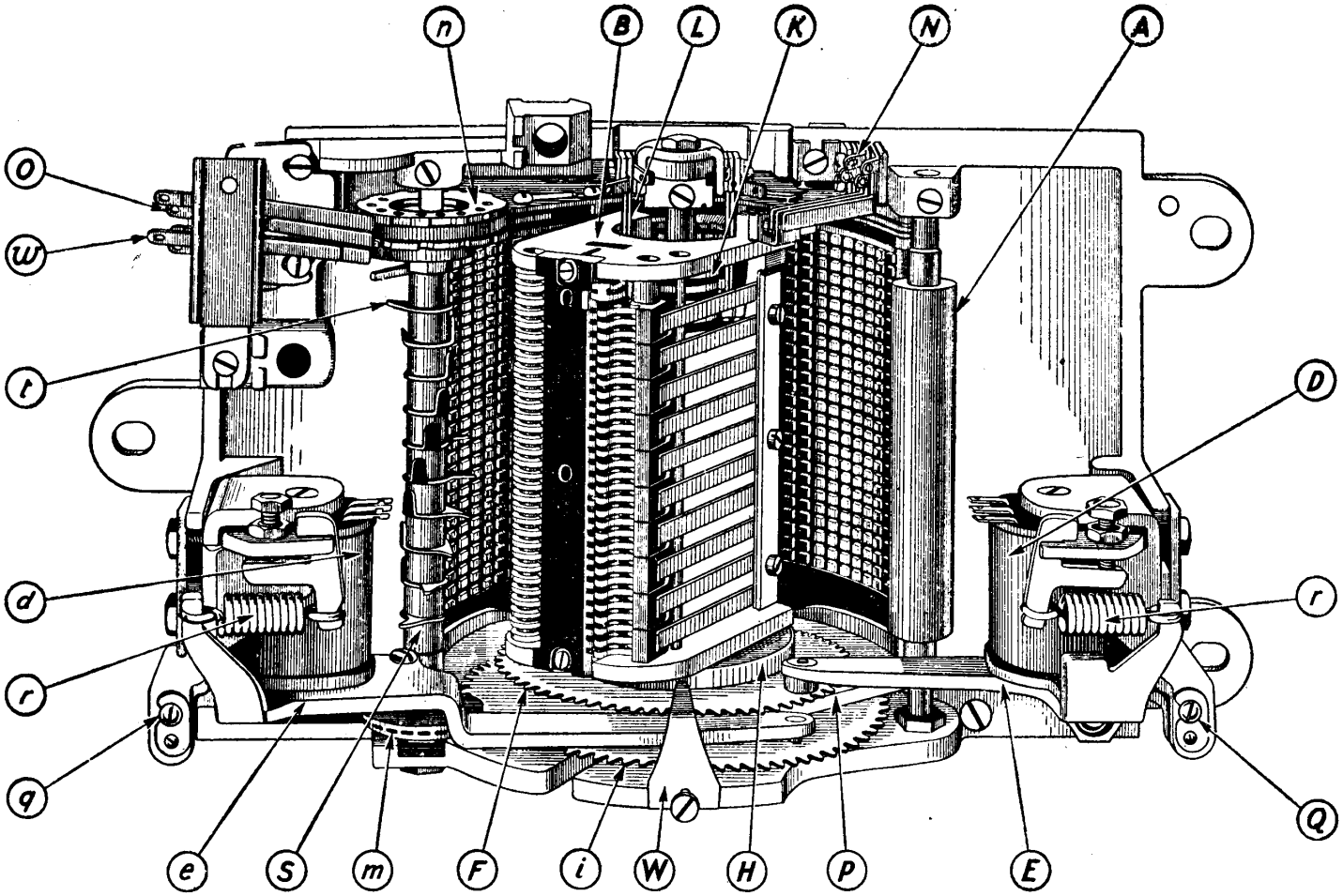


Fig. 161 – Vista del selettore rotary.

B – Carrello portaspazzole.
L – Spazzole striscianti di adduzione al carrello.
K – Anelli collettori.
N – Molle di arresto del carrello.
A – Cilindro riagganciospazzole.
D' – Magnete di avviamento rotazione carrello.
r – Molla di contrasto magnete.
Q, q – Perno rotazione leve *E, e*.
E, e – Leve di pressione delle ruote flessibili.
P – Risalto di contrasto della leva *E*.
H – Tamburo di indicazione rotazione carrello.
W – Indice di indicazione rotazione carrello.
i – Ruota dentata di trasmissione del movimento all'albero sganciaspazzole.
F – Ruota flessibile del carrello.
m – Ruota dell'albero sganciaspazzole.
S – Albero sganciaspazzole.
d – Magnete di avviamento rotazione albero sganciaspazzole.
t – Punte di sganciamento spazzole.
o, w – Molle degli impulsi inversi.
n – Camme degli impulsi inversi.

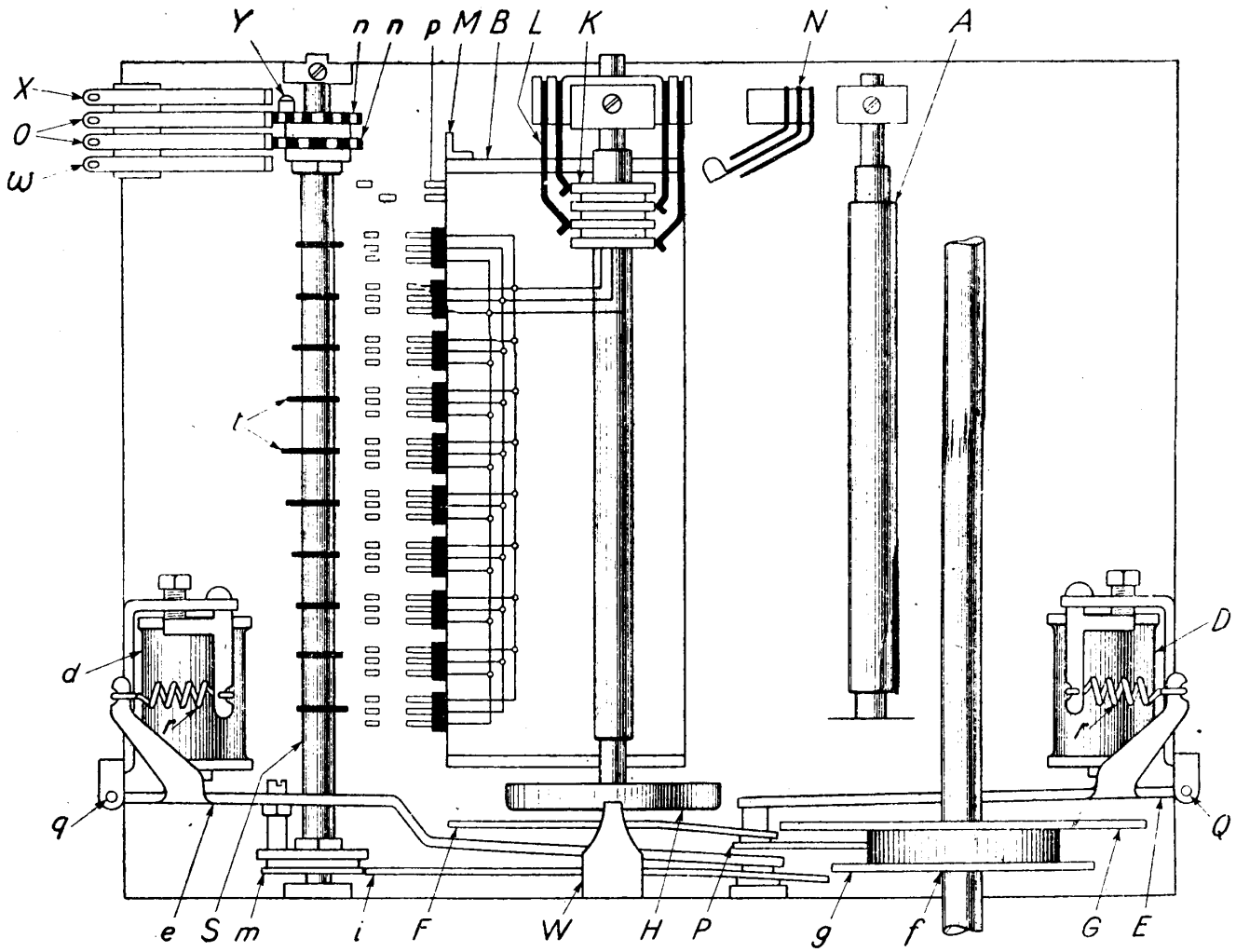


Fig. 162 – Schema del selettore rotary.

(vedere didascalia in fig. 161).

e può strisciare sui terminali dell'arco. La ricerca del livello è, quindi, ridotta all'operazione di far scattare la terna di spazzole corrispondente, prima dell'inizio della rotazione.

Quando, poi, la rotazione è stata completata, il carrello passa davanti ad un rullo (A), di materiale isolante, contro cui le spazzole urtano, tornando in posizione rientrante di riposo.

L'albero *sganciaspazzole* (S) è l'organo che provvede allo sganciamento della terna, per la scelta del livello.

Si tratta di un asse metallico, parallelo all'asse del carrello e come questo imperniato alla piastra del selettore, portante dall'alto in basso 10 punte (t) sporgenti disposte a spirale, con un angolo fra l'una e l'altra di $^1/_{10}$ di circonferenza (36°).

Prima dell'inizio della rotazione del carrello, l'albero sganciaspazzole viene fatto ruotare di un angolo corrispondente al livello che si vuole esplorare: 36° per il 1° livello, 72° per il 2° livello, e così via; una punta viene così a trovarsi sul cammino del carrello, all'inizio del livello desiderato, e l'urto contro tale punta provoca lo sganciamento della spazzola.

Il selettore è completato dal meccanismo del movimento e dalle molle per l'invio al registro degli impulsi inversi.

Per la rotazione, tanto l'albero del carrello portaspazzole quanto l'albero sganciaspazzole portano calettata una ruota dentata; la ruota (F) del carrello è in alpacca, flessibile, e può ricevere il movimento dalla ruota dentata (G) dell'albero verticale rotante collocato sul lato destro dell'intelaiatura. A riposo questa ruota è premuta da una leva (E), imperniata (Q) all'intelaiatura del selettore e costituente l'armatura del magnete di rotazione (D). La leva è spinta, a riposo, contro la ruota flessibile da una molla spirale (r). La pressione sulla ruota è di circa 2 kg, ed assicura, con il contrasto contro un risalto (P), la perfetta stabilità della ruota e del carrello. La ruota dentata (m) dell'albero sganciaspazzole riceve il movimento (sempre dall'albero principale) mediante la ruota dentata g, solidale con G, attraverso la seconda ruota flessibile i, concentrica alla ruota F del carrello ma folle sull'albero di questo. Anche i non ingrana, a riposo, con g, perchè premuta dalla leva e, costituente l'armatura del magnete d. La pressione di riposo ed arresto è ottenuta, come per l'altro magnete, per mezzo della molla spirale r.

Gli impulsi di ritorno sono, infine, ottenuti nel tipo di selettore più recente, mediante le molle O, che strisciano sulle camme n, n' calettate sull'albero sganciaspazzole. Le camme sono costituite da settori isolanti e metallici alternati.

Nei selettori di vecchio tipo, anzichè le molle O si ha un disco a settori (interruttore INT) che provvede agli impulsi inversi, ed un secondo disco a settori, calettato all'albero del carrello portaspazzole, per l'invio di impulsi inversi durante la scelta delle linee sul livello; il nuovo selettore non ha questo secondo disco e relative molle, perchè vengono sfruttati i contatti del filo c.

Il funzionamento del selettore è, dunque, il seguente:

La chiusura del circuito del magnete d provoca il sollevamento di e e, quindi, la rotazione di S (sganciaspazzole). Durante la rotazione la molla superiore o invia al registro gli impulsi inversi. Raggiunta la posizione corrispondente al livello da

esplorare il registro comanda l'apertura del circuito di *d*; la posizione esatta è controllata attraverso il contatto *n'*, dopo di che la leva *e* cade e l'albero si arresta con una delle punte in posizione adatta per operare con esattezza lo sganciamento delle spazzole.

Immediatamente dopo viene chiuso il circuito di *D*, ed *E* viene attratta. La ruota dentata *F* ingrana con *G* ed il carrello inizia la rotazione. Arrivato contro la punta *t* il gruppo di spazzole è sganciato e si inizia la ricerca (selezione libera) di una linea libera. Questa è caratterizzata da un potenziale caratteristico del filo *c*, che, attraverso il registro, provoca l'apertura del circuito di *D*, il rilascio di *E* e l'immediato arresto del carrello nella posizione raggiunta. La linea collegata è prolungata all'esterno attraverso gli anelli collettori e le molle *L*.

Quando il selettore deve essere riportato a riposo, viene di nuovo chiuso il circuito di *d*; *S* ruota fino a che l'arresto *Y* non tocca il contatto di riposo *X*, al che corrisponde il rilascio di *d* e la fermata dell'albero nella raggiunta posizione di riposo.

L'arresto di *S* provoca la chiusura di *D*; il carrello ruota fino a quando non urta, con il risalto *M*, contro la molla *N*, il cui contatto di riposo provoca l'apertura di *D* e l'arresto del carrello. Poco prima, le spazzole sganciate, urtando contro il cilindro isolante *A*, sono state riportate in dentro.

98. Organi di comando dei selettori. — Anche il sistema Standard 7A, come il primo sistema Ericsson, fa uso di *commutatori sequenziali* o *combinatori* per il comando dei selettori. Nel 7D il combinatore è stato abolito.

L'uso di questi commutatori ha il vantaggio di permettere una certa economia di relè per la realizzazione dei successivi circuiti di comando; inoltre le varie posizioni del sequenziale sono assai stabili e non richiedono consumo di energia, come invece avverrebbe per una catena di relè.

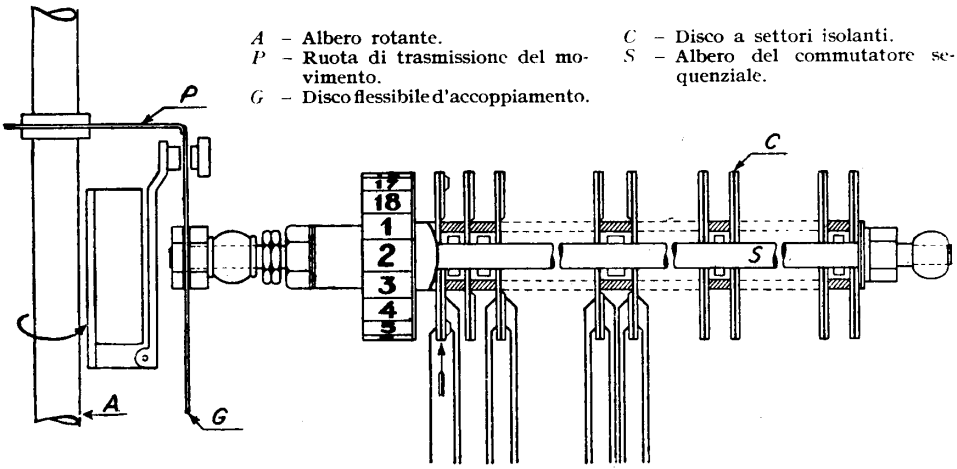


Fig. 163 – Schema di un commutatore sequenziale rotary.

In fig. 163 è rappresentato lo schema di un commutatore sequenziale. Un asse *S* porta alcuni dischi di materiale isolante; sulle due facce di ciascun disco sono disposte delle corone metalliche, intagliate in modo opportuno, e due serie di molle, abbracciando questi dischi, possono realizzare le più svariate combinazioni di contatti (vedi in fig. 164 l'esempio di dischi di un combinatore).

La rotazione dell'albero è ottenuta con l'accoppiamento all'albero rotante verticale, come per i cercatori ed i selettori, a mezzo di un disco flessibile *G* e di un magnete di comando.

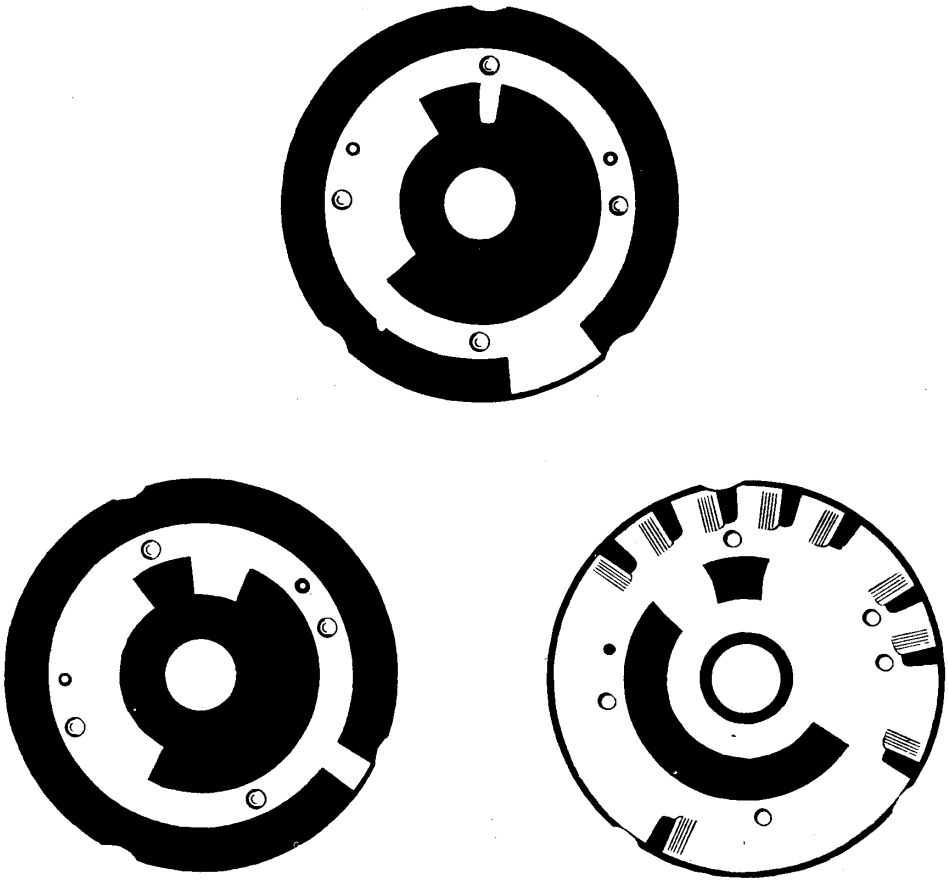


Fig. 164 – Dischi di un C. S. rotary.

L'albero del combinatore ha 18 posizioni, indicate da un tamburo, a ciascuna delle quali corrispondono commutazioni varie fra i gruppi di molle e, quindi, apertura e chiusura di circuiti secondo un ordine prestabilito.

Negli schemi (vedi n° 101 e segg.) un disco di commutatore sequenziale è indicato con un tratto orizzontale, e le molle sono indicate con frecce so-

vrastanti e sottostanti. Una lettera (*A*, *B*, ecc.) caratterizza il disco; i numeri associati alle frecce indicano le posizioni (da 1 a 18) durante le quali si ha contatto fra molla e disco. I contatti possono essere limitati alla durata di $^1/_{18}$ di giro, nel qual caso i numeri indicativi sono separati da un punto; o prolungati per più posizioni, il che si indica con i due numeri estremi, uniti da un segno +; per es. *1*+*5* significa contatto prolungato fra le posizioni *1* e *5*. Anzichè il + può essere usato un tratto verticale ; il contatto prolungato viene, in questo caso, indicato con: *1*/*5*.

99. Registro. — È, anche nel sistema Standard, l'organo più caratteristico, il « cervello » dell'impianto. Si compone di tanti elementi quante sono le cifre che occorre registrare (cifre del numero d'abbonato); ogni elemento riceve, e registra, la serie di impulsi corrispondente ad una cifra, quindi, per un numero a 5 cifre si hanno gli elementi: $R_{10\cdot000}$, $R_{1\cdot000}$, R_{100}, R_{10}, R_1. Può, però, per economia, essere utilizzato un elemento per due cifre diverse, purchè le due cifre siano abbastanza distanziate.

Gli elementi registratori possono essere dei commutatori rotativi a 10 passi (come quelli incontrati nel sistema Ericsson) ovvero dei gruppi di un massimo di 20 relè, a coppie, ognuna delle quali attira in corrispondenza ad un impulso. Il rotary 7A-2 fa uso di relè. Il 7A-1 impiega, invece, dei commutatori.

Non si hanno elementi separati per il comando dei selettori (come nell'Ericsson). Sono gli stessi elementi registratori che ricevono gli impulsi inversi e regolano l'arresto del selettore nella posizione voluta, corrispondente, nella numerazione di centrale, alla numerazione di abbonato.

Per economia le coppie di relè di un elemento si limitano generalmente a 7; la registrazione delle cifre da 1 a 0 si ottiene con combinazioni, come segue:

Le coppie sono così numerate:

1ª	coppia:	1-7
2ª	»	2-8
3ª	»	3-9
4ª	»	4-0
5ª	»	5
6ª	»	6

La 7ª coppia serve per la commutazione dei circuiti dell'elemento, in modo da ottenere le combinazioni volute. I circuiti che così si ottengono sono: per le prime 4 cifre, blocco della prima coppia, della prima e della seconda, e così via fino alla quarta; il 5° impulso blocca la 5ª coppia e provoca il ritorno a riposo delle prime quattro; il 6° impulso blocca la 6ª coppia (la 5ª resta bloccata); il 7°, 8°, 9° e 10° impulso bloccano successivamente la 1ª, 2ª, 3ª, 4ª coppia, lasciando bloccate le precedenti 5ª e 6ª. Con ciò tutte e 10 le cifre sono caratterizzate, impiegando soltanto 7 coppie di relè.

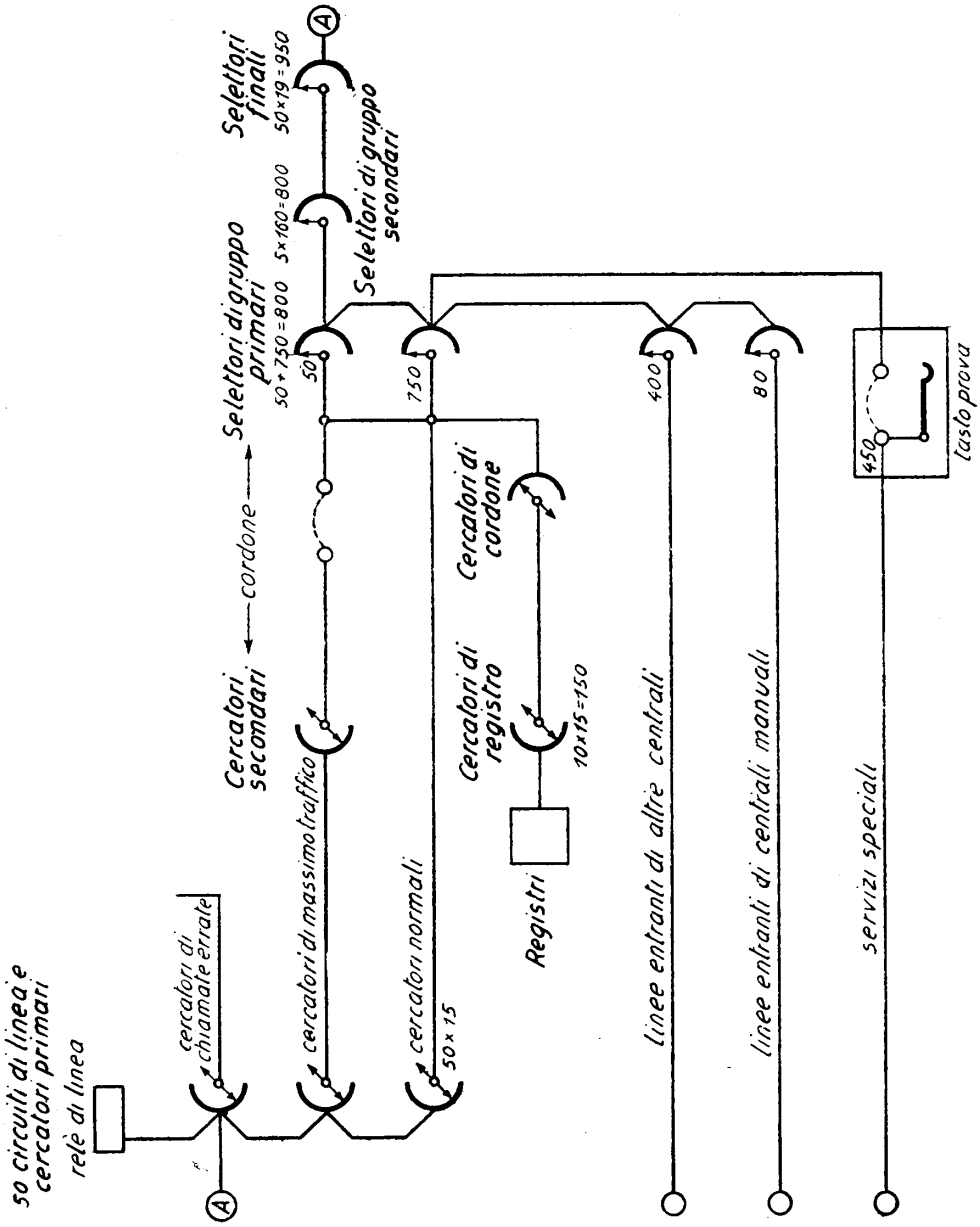


Fig. 165 – Diagramma di giunzione di una centrale rotary 7A per 10.000 abbonati.

Il registro è completato da due commutatori sequenziali (combinatori), il primo dei quali (R_4) è detto *di ricezione* e provvede a collegare successivamente gli elementi del registratore — nell'ordine delle cifre inviate — al circuito di ricezione degli impulsi d'abbonato; il secondo (R_5) è detto *di inversione*, e collega gli elementi del registratore al circuito degli impulsi inversi del selettore.

100. Intelaiature della centrale. — Le intelaiature Standard 7A (ciascuna predisposta per gruppi di 2000 linee) sono suddivise in pannelli, ognuno dei quali è servito da un albero verticale rotante. Tutti gli alberi di una intelaiatura prendono movimento da un albero orizzontale mosso da un motore elettrico.

Ogni pannello comprende fino a 20 elementi combinati, costituiti da un selettore con annesso commutatore sequenziale e gruppo di relè. Il cablaggio è fatto posteriormente dall'alto in basso.

La centrale è suddivisa in gruppi di 2000 linee; ogni gruppo occupa una intelaiatura doppia la quale comprende: pannelli di cercatori, pannelli di selettori primari, selettori secondari e selettori finali.

I registri e relativi cercatori sono raggruppati in un'intelaiatura apposita.

Lo schema di giunzione di una centrale per 10.000 abbonati è riportato in fig. 165.

V. Schema della centrale Standard 7 A.

101. Ricerca ed occupazione di una linea chiamante da parte di un cercatore primario (fig. 166). — Ogni linea di abbonato fa capo al pannello dei relè di linea. Il sollevamento del microtelefono determina l'eccitazione del relè di linea L_r; si eccita di conseguenza anche F_{sr} (unico per un gruppo di cercatori primari) un potenziale negativo viene dato al filo d, multiplato sul gruppo di cercatori primari.

Si eccita, dopo F_{sr}, A_{sr} (relè di comando dei cercatori) che chiude il circuito del magnete PL di un cercatore libero. Se un cercatore è già occupato sono commutati i contatti L_{tr} ed L_{hr} e quindi il cercatore rimane fermo nella sua posizione. Il funzionamento di PL, provoca l'ingranamento della ruota flessibile e l'inizio della rotazione. La rotazione ha termine quando un cercatore (il primo che arriva) tocca con la spazzola d il contatto D della linea chiamante; infatti si eccita L_{tr} (perchè d è a potenziale negativo) ed il circuito di PL si interrompe: il magnete rilascia e la leva di armatura abbassa il disco flessibile disimpegnandolo dall'albero rotante.

Il relè L_{tr} opera il blocco della linea, perchè con un proprio contatto cortocircuita l'avvolgimento di 300 ohm, rimanendo attratto per un avvolgimento di 6 ohm. Il potenziale al punto d diventa quasi quello del polo + della batteria (terra) e non viene permesso l'arresto di altro cercatore. L'avvolgimento L_{tr} di 6 ohm cortocircuita anche il relè F_{sr}; questo rilascia, e con esso rilascia A_{sr}. Tutti i cercatori si arrestano se non vi sono altre chiamate.

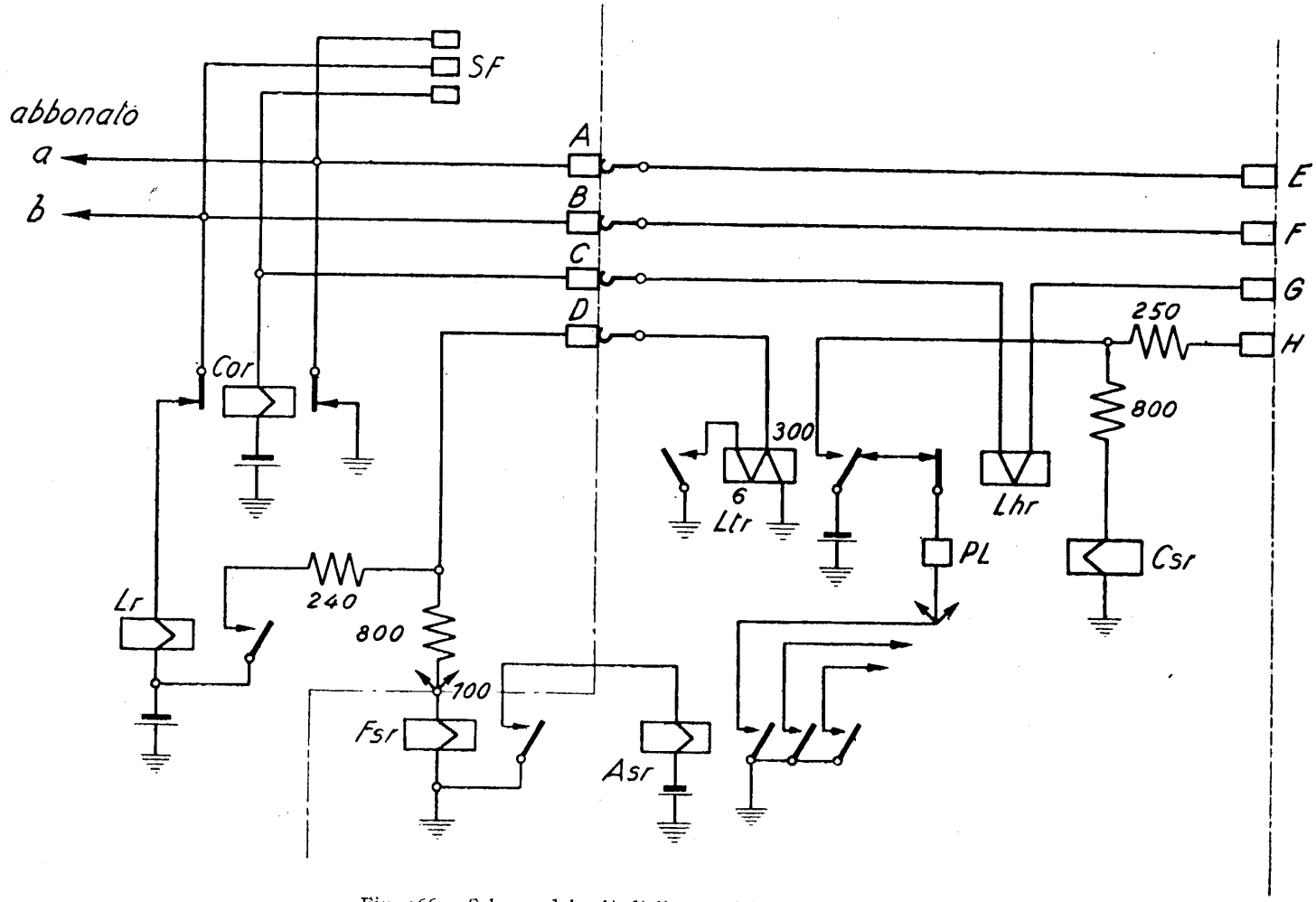


Fig. 166 – Schema dei relè di linea e del cercatore primario.

102. Cercatore secondario e circuito di cordone automatico (fig. 167). — Il funzionamento è analogo a quello visto per il cercatore primario.

Il funzionamento di L_{tr} nel cercatore primario dà un potenziale negativo al filo H; si eccita, inoltre, C_{sr} (comune ad un gruppo secondario) e, per esso, B_{sr}, che (attraverso P_{gr} a riposo ed N_{mr} a lavoro) chiude il circuito di PF, magnete del cercatore. Notare che il circuito passa attraverso il disco A, posizione 1, del commutatore sequenziale RP annesso al circuito del cordone. Tutti i C. S. liberi si mettono in moto, ed il primo che raggiunge la linea chiamante trova in H il potenziale negativo. Si eccita allora il relè di prova G_{tr} che rimane autoattratto con l'avvolgimento di 6 ohm e provoca l'attrazione di S_{hr}. Si eccita P_{gr} ed il circuito del magnete PF si interrompe in due punti (N_{mr} e G_{tr}).

Con il funzionamento di G_{tr} viene cortocircuitato C_{sr}, che cade, provocando, con la caduta di B_{sr}, l'arresto di tutti i cercatori secondari che erano partiti alla ricerca della linea chiamante.

G_{tr} blocca, inoltre, la linea occupata, modificando il potenziale di H.

L'eccitazione di P_{gr} chiude il circuito del magnete RP del sequenziale; questo ruota e, giunto in posizione 3, provoca la caduta di G_{tr}, S_{hr} e P_{gr}; completa invece il circuito che, attraverso L_{er} ed L_{hr} (nel C. P.) provoca l'attrazione del relè disgiuntore di linea C_{or}. Cadono L_r ed L_{tr} del C. P., che hanno assolto il loro compito, e rimane attratto L_{er}, attraverso il quale i fili della linea chiamante a e b (terminali E, F) vengono prolungati in avanti.

103. Connessione della linea chiamante ad un registro (fig. 168). — Il sequenziale R. P., in posizione 3, chiude anche il circuito (non indicato) di messa in moto dei cercatori di registro; perciò i due fili di linea E-F si trovano, dopo l'eccitazione di L_{er}, prolungati verso un registro libero attraverso le spazzole a, b, del cercatore di registro che per primo ha raggiunto il circuito di cordone chiamante.

I_{sr}, L_{br} attirano, ed attraverso il disco B, posizione 1, del sequenziale di ricezione del registro R_4, il magnete di R_4 è eccitato. R_4 ruota, portandosi in posizione 3 e qui fermandosi perchè B interrompe il circuito. In posizione 3 il disco O chiude il contatto del generatore di segnale di centrale e, per traslazione, questo segnale perviene all'abbonato che è avvertito dell'avvenuto collegamento ad un registro.

Invio e registrazione del numero richiesto. — Sia da trasmettere un numero di 5 cifre. Il registro dispone di 5 elementi registranti a relè od a selettore rotativo (nello schema è indicato il tipo a selettore).

Il primo impulso della 1ª cifra (interruzione del circuito d'abbonato) provoca la caduta di I_{sr}. L_{br} è ritardato e rimane attratto per tutta la durata del treno di impulsi di una cifra.

La caduta di I_{sr} dà terra al circuito: contatto C_3 del sequenziale R_4 – centro del relè differenziale I_{dr} (a due avvolgimenti uguali e contrastanti) da cui si diramano: il ramo L_{mr} – batteria – terra, ed il ramo: armatura di I_{dr} – contatto G_3 del sequenziale R_4 – avvolgimento di $R_{10.000}$ (o circuito del gruppo di relè 10.000) – batteria – terra. Il relè I_{dr} non attira.

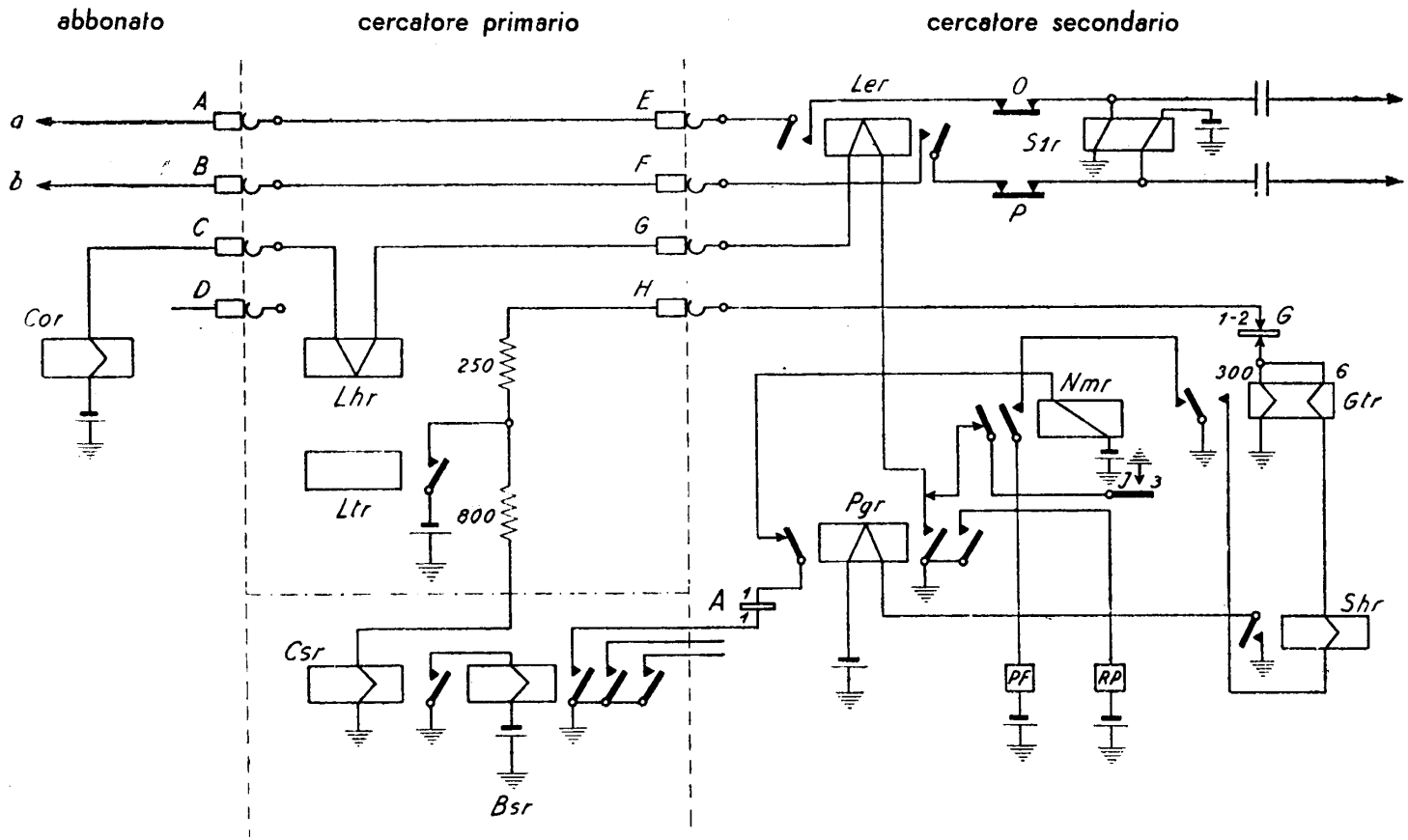


Fig. 167 – Schema del cercatore secondario.

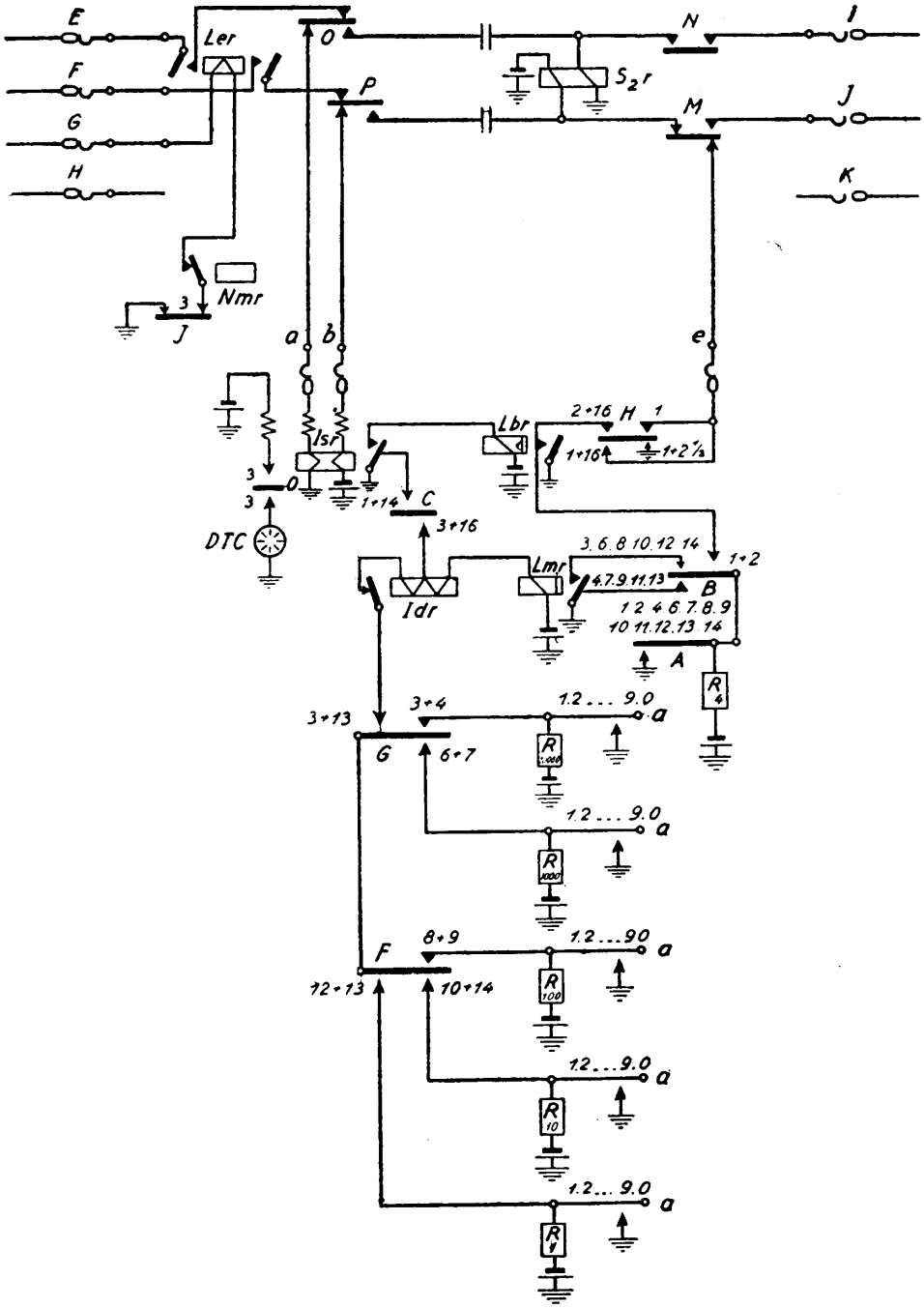


Fig. 168 – Schema del registro (circuito di ricezione).

L_{mr} attira e porta terra al contatto B_3; R_4 avanza e si ferma in posizione *4*. Il segnale di centrale è soppresso. $R_{10\cdot000}$ avanza di un passo e passa in posizione *1* (ovvero, la prima coppia di relè è attratta); ciò provoca il corto circuito del ramo che comprende il semiavvolgimento sinistro di I_{dr}, il quale si sbilancia ed attira, interrompendo il circuito di $R_{10\cdot000}$.

Tra il primo ed il secondo impulso anche L_{mr} (come L_{br}) rimane attratto, perchè ritardato con tempo superiore ad $^1/_{10}$ di secondo; I_{dr} cade. Il 2° impulso della 1ª cifra provoca di nuovo le operazioni viste: I_{sr} rilascia; I_{dr} è percorso da corrente in ambo i lati, e non attrae; $R_{10\cdot000}$ avanza di un secondo passo, e così facendo dà terra; I_{dr} si sbilancia, attrae, ed interrompe il contatto della propria armatura; $R_{10\cdot000}$ si ferma nella posizione raggiunta (2ª).

Tutto procede così fino all'ultimo impulso; alla fine della prima cifra, la posizione di $R_{10\cdot000}$ (od il numero di coppie di relè rimasti attratti) *registra* la cifra inviata dall'abbonato.

Dopo la riattivazione prolungata di I_{sr} (intervallo fra la 1ª e la 2ª cifra), L_{mr} rilascia e chiude il circuito di B_4 ed R_4; R_4 avanza e si ferma in posizione *6*. Il contatto G_6 viene allora stabilito, ed interrotto il circuito di $R_{10\cdot000}$, mentre risulta collegato quello di $R_{1\cdot000}$.

Al primo impulso corrisponde la caduta di I_{sr} e, come prima, l'attrazione di L_{mr} per tutta la durata del treno di impulsi; R_4 passa in posizione *7*. I_{dr} attrae e rilascia con il ritmo degli impulsi provocando l'avanzamento di R_{1000}, che così registra la 2ª cifra.

Cessato il 2° treno di impulsi L_{mr} rilascia in permanenza; R_4 passa in posizione *8*, e viene scollegato R_{1000} e collegato R_{100}.

Tutto procede così fino alla 5ª cifra, che corrisponde alle posizioni *12-13* del sequenziale R_4. Finito il treno di impulsi della 5ª cifra, R_4 passa in posizione *14*.

Tengasi presente che durante tutta la durata della registrazione rimane attivo il circuito (detto *di controllo*): terra – batteria – relè S_{2r} – contatto M del sequenziale RP – filo *e* del cercatore di registro – contatto H del sequenziale R_5 (appartenente al circuito di inversione che tra poco esamineremo), armatura di L_{br} – terra. Se l'abbonato abbandona prima della fine del numero, abbassando il microtelefono, S_{2r} rilascia e ciò provoca il ritorno degli organi a riposo.

104. Comando dei selettori (fig. 169). — Il comando del selettore primario si inizia subito, appena è stata registrata la 2ª cifra, e prosegue di pari passo man mano che le cifre successive vengono registrate.

Si è visto che alla registrazione della 2ª cifra corrisponde la posizione *6-7* del sequenziale R_4. Compiuta questa registrazione R_4 passa in posizione *8*; allora il contatto L_8 di esso dà terra al circuito di R_5 (terra – L_8 – B_1 – R_5 – batteria – terra), ed R_5 raggiunge la posizione *5* e si arresta perchè messo in corto circuito.

Il contatto I_5 dà terra al relè O_{sr} (degli impulsi inversi) attraverso il circuito: terra – I_5 – armatura di F_{cr} a riposo – O_{sr} – filo *d* del cercatore di registro – F_5 del sequenziale RP – relè G_{lr} – batteria – terra.

Attirano O_{sr} e G_{lr}. Quest'ultimo dà terra ad RP attraverso B_5 (perchè RP è

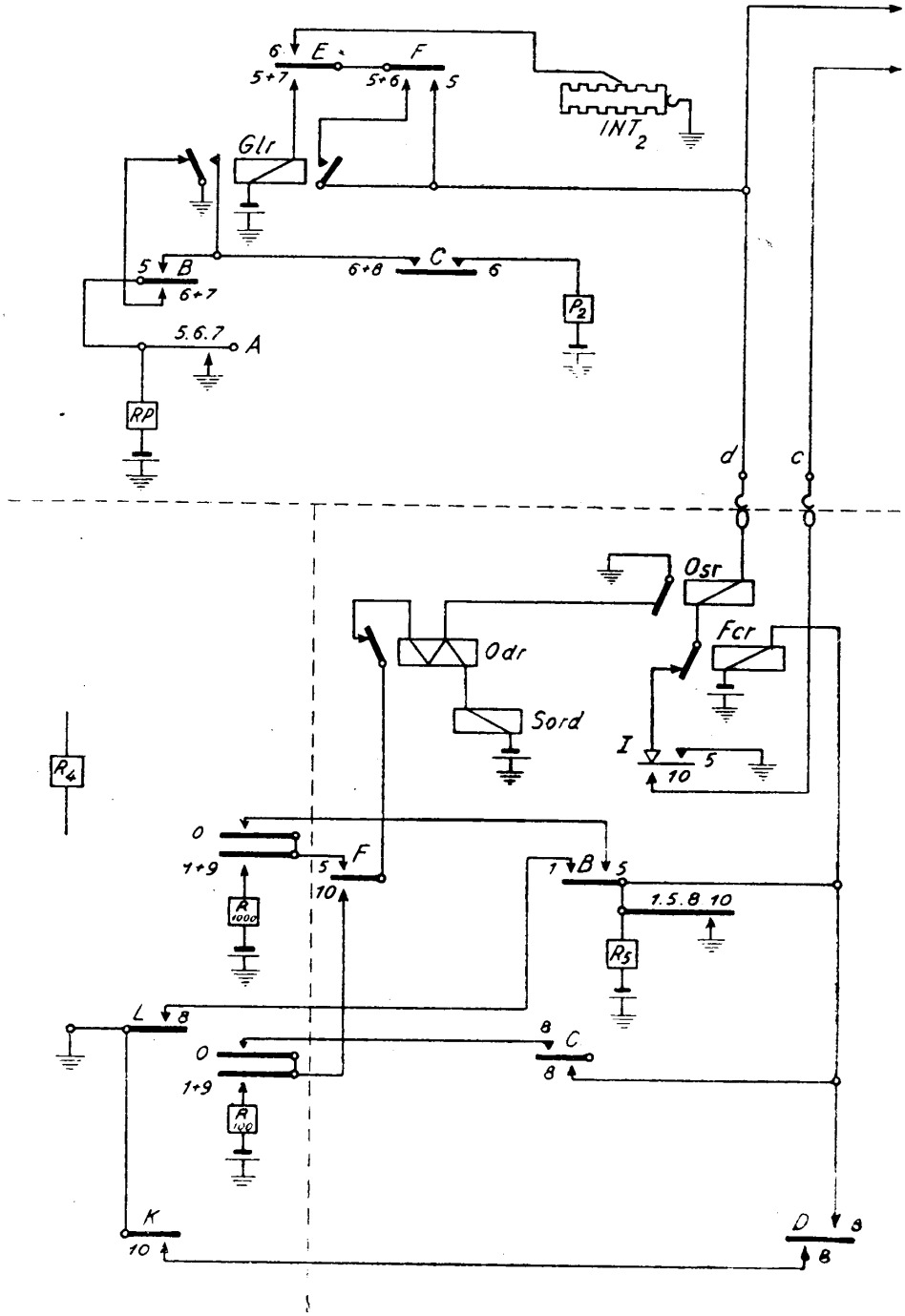


Fig. 169 – Schema del registro (circuito di inversione).

fermo in tale posizione sin da prima dell'inizio della registrazione), ed RP passa in posizione *6*. Dà, inoltre, terra al magnete P_2 del selettore (attraverso C_6) e comanda l'inizio della rotazione dell'albero sganciaspazzole.

La rotazione dell'albero provoca, come sappiamo, l'alterna apertura delle molle O (degli impulsi inversi) ovvero (nel vecchio selettore) lo strisciamento della spazzola contro i settori metallici della ruota interruttrice INT_2. In un caso e nell'altro viene data terra al circuito: E_6–F_6–armatura attratta di G_{lr}–filo d–O_{sr}–I_5–terra, per cui O_{sr} viene cortocircuitato tante volte quante volte la molla degli impulsi inversi del selettore viene messa a potenziale terra. O_{sr} rilascia e attrae con il ritmo degli impulsi inviati dal selettore, e questo provoca altrettante messe a terra del circuito: O_{dr}–armatura di O_{dr}–F_5–R_{1000}–batteria–terra. Un impulso di corrente attraversa ad ogni caduta di O_{sr} l'avvolgimento di R_{1000} (se si tratta di registro a commutatori rotativi) ovvero il circuito dei relè di registro, subito interrotto per l'attrazione di O_{dr}; immediatamente dopo, O_{sr} è riattratto ed un nuovo impulso può essere ricevuto.

Quando il numero di impulsi inversi ha raggiunto il complemento a 10 del numero registrato in R_{1000}, si chiude il contatto O di R_{1000}, ed R_{1000} viene staccato dal circuito e resta a riposo. Si completa invece: terra – O_{dr} – armatura di O_{dr} – F_5 – contatto O di R_{1000} – B_5 – R_5 – batteria – terra, ed R_5 passa alla posizione *8*.

Si completa anche l'altro ramo del circuito: B_5 – relè di rottura F_{cr} – batteria – terra; F_{cr} attira ed interrompe il circuito di O_{sr}, il quale rilascia in permanenza. Cade allora G_{lr}, ed RP riceve una terra, che lo fa passare in posizione *7*. C_6 si interrompe ed il magnete P_2 rilascia, provocando l'immediato arresto dell'albero sganciaspazzole nella posizione raggiunta, corrispondente al livello cercato.

Da questo punto in poi, il selettore esegue automaticamente la ricerca libera della linea nel livello, attraverso il funzionamento del 2° magnete, la rotazione del carrello, lo sganciamento della terna di spazzole e l'esplorazione del filo c con potenziale caratteristico di linea libera.

Il comando del selettore successivo non può essere iniziato se prima la cifra corrispondente non è stata registrata completamente. Infatti R_5 non può passare in posizione *5* se non quando R_4 è in posizione *8*; passa in posizione *8* solo quando R_4 è in posizione *10*; ecc.

Raggiunta la linea richiesta attraverso il selettore finale (non ci dilunghiamo sulle operazioni intermedie) R_5 passa all'ultima posizione *18*. Viene interrotto il circuito di controllo del filo e (fig. 168), già stabilito attraverso il disco H, ed S_{2r}, cadendo, provoca l'avanzamento di RP alla posizione successiva, corrispondente alla chiamata dell'abbonato richiesto.

Viene liberato a questo punto il registro, che rimane disponibile per un'altra operazione di registrazione e selezione.

105. Conversazione (fig. 170). — Il circuito che si stabilisce durante la conversazione è quello indicato in figura. I due relè S_{1r} ed S_{2r} fanno da ponte di alimentazione e predispongono il circuito di ritorno a riposo.

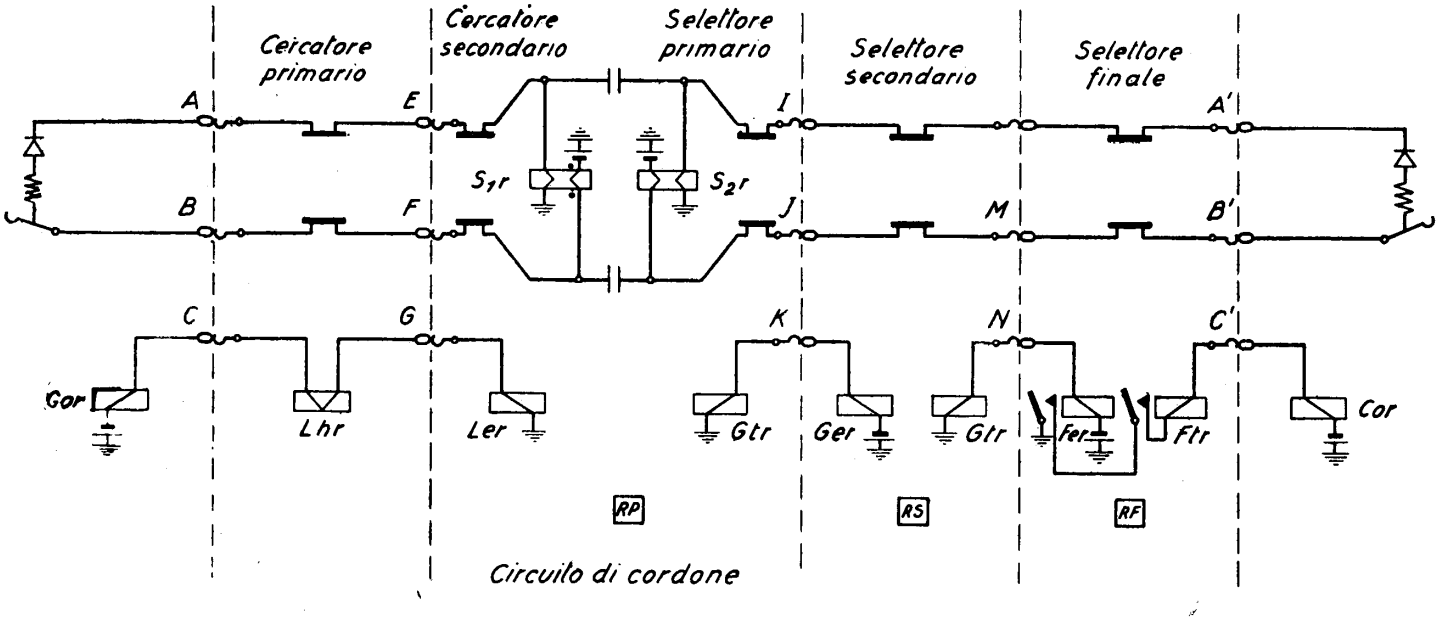


Fig. 170 – Schema dei collegamenti per la conversazione.

Non ci dilunghiamo su questa fase, bastando quanto abbiamo fin qui esaminato per una prima introduzione alla comprensione del sistema.

106. Registro. — È opportuno aggiungere qualche maggiore chiarimento circa il funzionamento del registro.

La fig. 171 riporta lo schema di principio di un registro a commutatori rotativi (tipo 7 A-1). Dopo quanto si è già detto la spiegazione del funzionamento è facile. Nello schema è indicato uno solo degli elementi R di registro, consistente in un selettore passo a passo ad 11 posizioni, mosso dal magnete SA a mezzo di un nottolino di spinta, contrastato da una molla a spirale.

Quando un impulso provoca il rilascio di I_{sr}, questo contatto di riposo dà terra al relè C_{sr}. Si eccita il magnete SA, questo attira l'àncora che, col proprio contatto di lavoro apre il circuito di eccitazione. Nel frattempo I_{sr} è stato nuovamente attratto, per cui C_{sr} viene diseccitato. Nel tornare indietro, il nottolino fa avanzare di un passo il commutatore, sotto la tensione della molla di contrasto. Così per ognuno degli impulsi d'abbonato.

Per il ricevimento degli impulsi inversi si forma, come si è visto, il circuito: terra–batteria–G_{lr}–O_{sr}–F_{cr} (a riposo)–terra. G_{lr} ed O_{sr} attirano. Il primo chiude il circuito del magnete P_2 dell'albero sganciaspazzole del selettore, il quale inizia la rotazione; il secondo, attraverso il braccio del selettore, eccita C_{sr} ed SA.

Ad ogni impulso di terra che parte dalla molla n, O_{sr} viene messo in corto circuito e rilascia; ciò provoca il rilascio di C_{sr} e di SA, e l'avanzamento di un passo, fino al raggiungimento della posizione o.

Quando questa posizione è raggiunta, si eccita S_{cr}, ed F_{cr} si eccita subito dopo, quando il braccio del selettore raggiunge, con l'ultimo impulso inverso, la posizione di riposo N; quindi O_{sr} è diseccitato in permanenza. Anche G_{lr} si diseccita, ma P_2 riceve ancora corrente dalla molla di centraggio n', che assicura l'arresto dell'albero in posizione esatta. Raggiunta questa, P_2 è diseccitato e l'albero si ferma.

La fig. 172 riporta lo schema di un registro a relè (tipo 7 A-2). È anche qui riportato un solo elemento, per la registrazione di una cifra. Come al solito, il primo rilascio di I_{sr} mette a terra il circuito del registro, che all'inizio è: terra – I_{sr} a riposo – B_{cr} (5) a riposo–B_{xr} a riposo–B_{cr} (1-7) a riposo–avvolgimento di A_{cr} (1-7) – batteria – terra.

A_{cr} (1-7) attrae e viene data terra a B_{cr} (1-7) (attraverso il contatto di riposo di B_{xr}). B_{cr} (1-7) non può, però, attrarre perchè cortocircuitato dal contatto di riposo di I_{sr}, che è a terra.

Quando I_{sr}, cessato l'impulso, si rieccita, B_{cr} (1-7) può attrarre; si interrompe il collegamento con I_{sr}, che viene prolungato verso la coppia successiva 2-8, e la coppia in serie A_{cr}, B_{cr} (1-7) resta eccitata, avendo un lato collegato alla batteria, l'altro alla terra attraverso il contatto di riposo B_{xr}.

Il secondo impulso, in maniera identica, provoca l'attrazione della coppia 2-8; e così il terzo impulso per 3-9 ed il quarto per 4-0. Con l'attrazione di B_{cr} (4-0) il contatto di I_{sr} è prolungato verso il contatto di scambio del relè B_{yr} e da qui al relè A_{cr} (5) che attrae. Questo, a sua volta, chiude il circuito di B_{cr} (5), che attrae

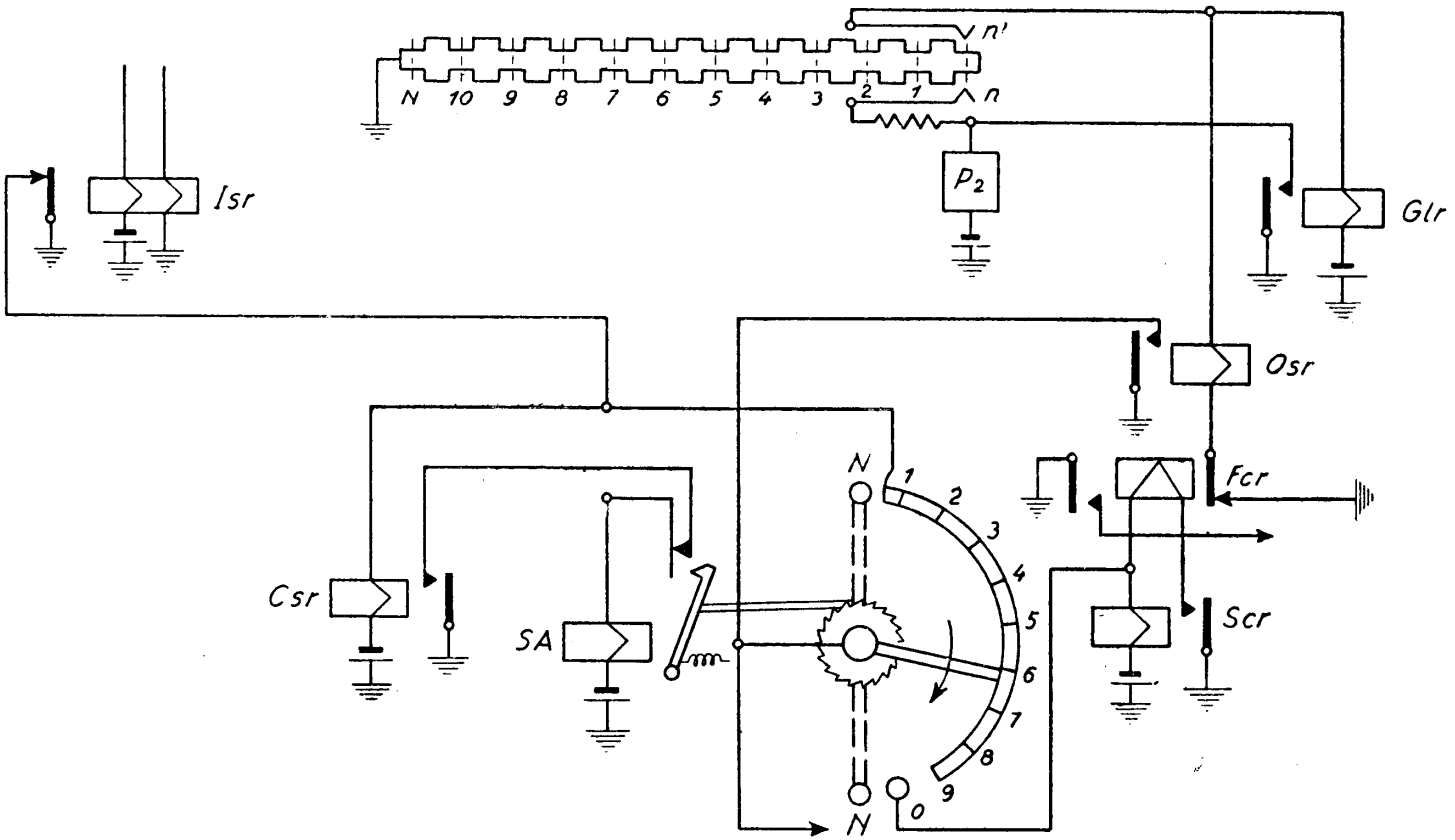


Fig. 171 – Registro a commutatore rotativo.

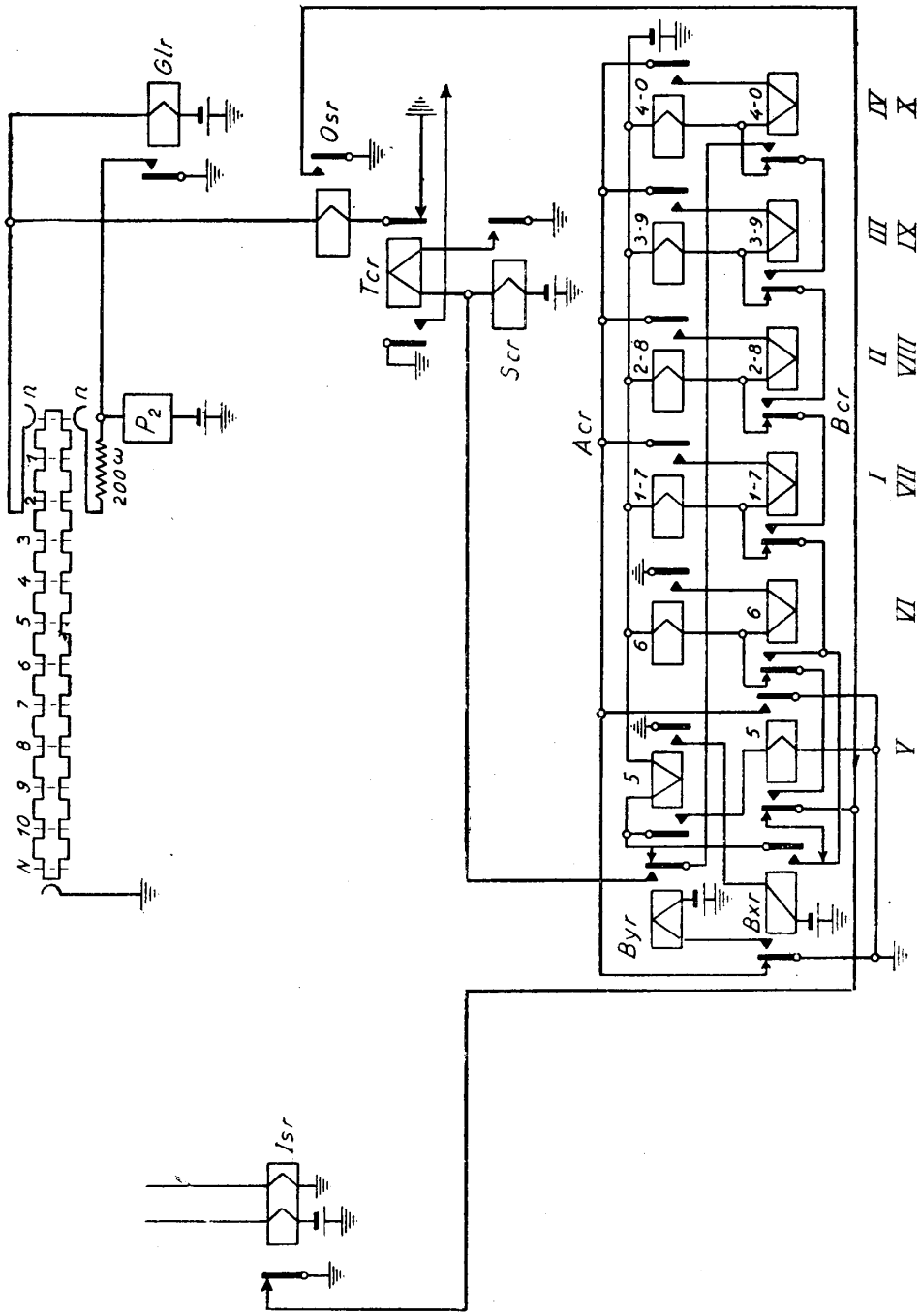


Fig. 172 – Registro a relè.

quando I_{sr} si rieccita alla fine del 5° impulso. L'attrazione di B_{cr} (5) prolunga il collegamento di I_{sr} verso la coppia $A_{cr}-B_{cr}$ (6); l'attrazione di A_{cr} (5), con il secondo contatto (a destra) eccita B_{xr}, il quale apre simultaneamente tutti i circuiti delle coppie *1-7, 2-8, 3-9, 4-0*.

Il 6° impulso, al solito, produce il rilascio di I_{sr}; A_{cr} (6) attrae e dà terra a B_{cr} (6); alla fine dell'impulso B_{cr} (6) si eccita e la coppia *6* rimane eccitata. Tutto continua così per le coppie successive fino al 10° impulso.

Supponiamo che sia stata registrata la cifra *6*; allora gli impulsi di I_{sr} cessano subito dopo l'attrazione delle coppie *5* e *6*. I_{sr} è permanentemente eccitato e si forma il circuito degli impulsi inversi con l'attrazione di G_{lr} ed O_{sr}, secondo quanto abbiamo già visto.

Sono ora gli impulsi di O_{sr}, comandati da quelli emessi dalla molla *n* del selettore, che azionano il successivo blocco delle coppie residue. Al 4° impulso inverso il registro attira con la coppia *4-0* (complemento della cifra *6* registrata) e, dato che le 6 coppie sono tutte attratte, ed attratti sono i relè B_{yr} e B_{xr}, il successivo impulso (ultimo) dà terra al relè S_{cr} e questo chiude il circuito del relè T_{cr}, che provoca la caduta permanente di O_{sr}, di G_{lr} e l'arresto della rotazione dell'albero sganciaspazzole.

Il ritorno di tutto l'elemento a riposo avviene con il rilascio finale di I_{sr}, che provoca la caduta di tutti i relè.

107. Cenni sul sistema 7 D. — La più notevole caratteristica di questo tipo, studiato principalmente per centrali di dimensioni medie e piccole, nonchè per distretti rurali, è quella di impiegare un solo tipo di macchina, sia come cercatore di linea che come selettore: il cercatore a 100 punti e 10 serie di contatti con 5 bracci doppi di ricerca (fig. 159).

Altra caratteristica è l'invio di impulsi diretti dal registro al selettore, e quindi l'abolizione degli impulsi inversi. Per questo scopo fra registro e selettore è interposto, durante l'operazione di ricerca, un *circuito di controllo*, comune a più selettori, che da un lato riceve gli impulsi del registro e dall'altro determina l'arresto del movimento del selettore nella posizione dovuta.

Per la sua struttura il 7 D si presta tanto ad una numerazione a base decimale quanto ad una numerazione a base qualsiasi; e ciò per l'uso simultaneo di una macchina a 100 posizioni e del registratore. Può variarsi a volontà sia il numero delle direzioni o livelli, sia quello delle giunzioni per ogni livello. Da questo punto di vista il 7 D è effettivamente il più elastico e moderno dei sistemi automatici.

Nella fig. 173 è indicato lo schema di giunzione di una centrale fino al massimo di 10.000 numeri. Con riferimento a tale figura diamo i seguenti dati schematici di funzionamento.

Cercatori di linea. — Gli abbonati sono collegati a questi organi in gruppi di 100; i cercatori primari che servono uno stesso gruppo di 100 numeri sono, al solito, multiplati fra di loro. Ogni gruppo di 100 ha a disposizione un circuito di avviamento. I cercatori secondari a loro volta dispongono di un circuito di avvia-

mento ogni gruppo di 10; il collegamento fra i primari ed i secondari avviene a mezzo di circuiti di controllo (uno ogni 5 secondari).

Registro. — Il collegamento del cercatore secondario ad un registro libero avviene attraverso un cercatore di circuito di collegamento, ed il registro vero e proprio è composto di 4 elementi passo a passo, che vengono spostati di tanti passi ciascuno quante sono le unità delle cifre che compongono il numero richiesto.

Cercatori di gruppo e cercatore finale. — Ogni gruppo di 5 o 6 circuiti di connessione, dispone di un circuito di controllo, costituito da relè e da un selettore passo a passo, attraverso il quale viene fatta la ricerca del migliaio desiderato.

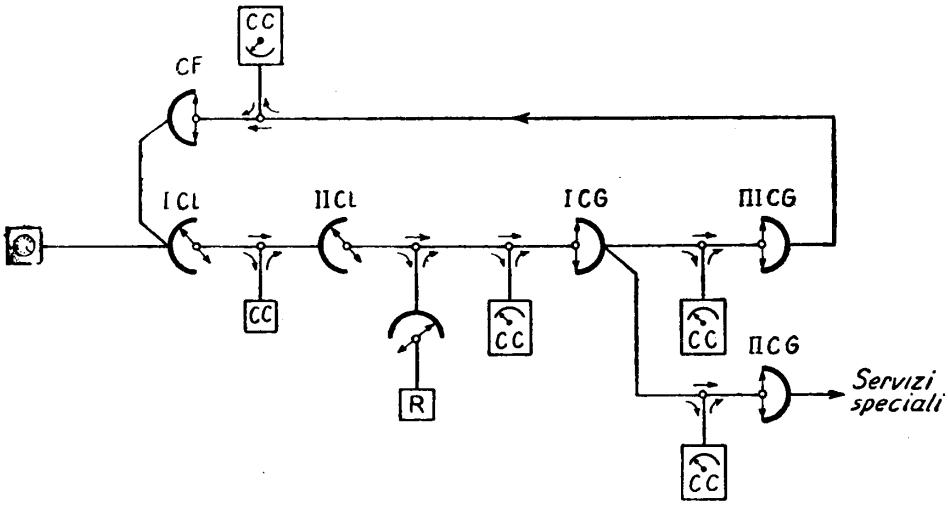


Fig. 173 – Schema di giunzione della centrale Standard rotary 7D.

Raggiunto un primo cercatore di gruppo libero, la rotazione di questo porta ad una giunzione libera verso il grado seguente. I secondi cercatori di gruppo sono riservati ai servizi speciali.

Anche i terzi cercatori di gruppo (come i primi) dispongono (a gruppi di dieci) di circuiti di controllo, con un selettore passo a passo che, al comando del registro, sceglie il gruppo di selettori finali desiderato. Un cercatore finale è anch'esso controllato da un circuito di controllo, nel quale sono due selettori passo a passo. Questi marcano il numero delle diecine e delle unità trasmesse dal registro, e fanno ruotare il cercatore finale prima fino alla diecina, poi fino all'unità desiderata.

Ogni circuito di comando si svincola dopo assolta la sua funzione; il registro viene liberato appena completata la selezione.

RIFERIMENTI

A. Fornò, *Telefonia descrittiva*, Roma, 1945.

Vedansi anche le istruzioni per l'esercizio, e gli schemi relativi, forniti dalle case costruttrici.

CAPITOLO VIII

COMMUTAZIONE AUTOMATICA (seguito).

I. Decentramento delle centrali nelle reti urbane.

108. Reti monocentriche e reti policentriche. — Abbiamo già detto in precedenza che per *rete urbana* si intende una rete telefonica (generalmente limitata al territorio di una città o all'aggregato di alcuni comuni limitrofi) nell'ambito della quale vige una particolare tariffa (attualmente, in Italia, la tariffa a forfait o quella mista a forfait e contatore).

Ogni rete urbana è servita da una centrale, alla quale tutti gli abbonati residenti entro i limiti della rete sono collegati (*rete monocentrica*).

Tale principio vale finchè l'ampiezza della zona urbana non ecceda certi limiti (all'ingrosso una circonferenza di 1 o 2 km di diametro).

Quando la zona urbana assume più larghe dimensioni (ed è il caso di tutte le grandi città) il collegare tutti gli abbonati ad una sola centrale risulterebbe troppo oneroso ed è perciò necessario *decentrare* la commutazione, ossia dividere il territorio della rete urbana in *zone*, ciascuna delle quali è servita da una propria centrale: le varie centrali sono poi collegate fra di loro da linee di giunzione.

109. Confronto fra i due tipi di rete. — Vediamo, in un esempio molto schematico, quale sia l'economia che si realizza col decentramento.

Supponiamo (fig. 174) di avere una zona urbana di forma circolare del diametro di 10 km e contenente 45.000 abbonati: se facciamo l'ipotesi (di prima approssimazione) di una distribuzione uniforme degli abbonati e poniamo un'unica centrale al centro, la lunghezza media delle linee sarà uguale alla metà del raggio, ossia a km 2,5 e lo sviluppo dell'intera rete sarà di

$$45.000 \times 2,5 = 112.500 \text{ km di linea.}$$

Dividiamo invece l'intera zona in tre zone parziali uguali; sistemando una centrale al centro di ciascun settore rappresentante la zona parziale, avremo tre centrali di 15.000 numeri ciascuna e per ciascuna di esse la lunghezza media della linea d'abbonato sarà all'incirca uguale al quarto del raggio del grande cerchio,

ossia a km 1,25. Quindi lo sviluppo totale della rete degli abbonati si ridurrà alla metà, ossia a km 56.250. A questa rete bisogna però aggiungere quella di giunzione, per il collegamento fra le centrali *A B C*.

Per determinare la potenzialità delle giunzioni occorre fare qualche ipotesi sul numero delle conversazioni contemporanee fra abbonati. In proposito chiari-

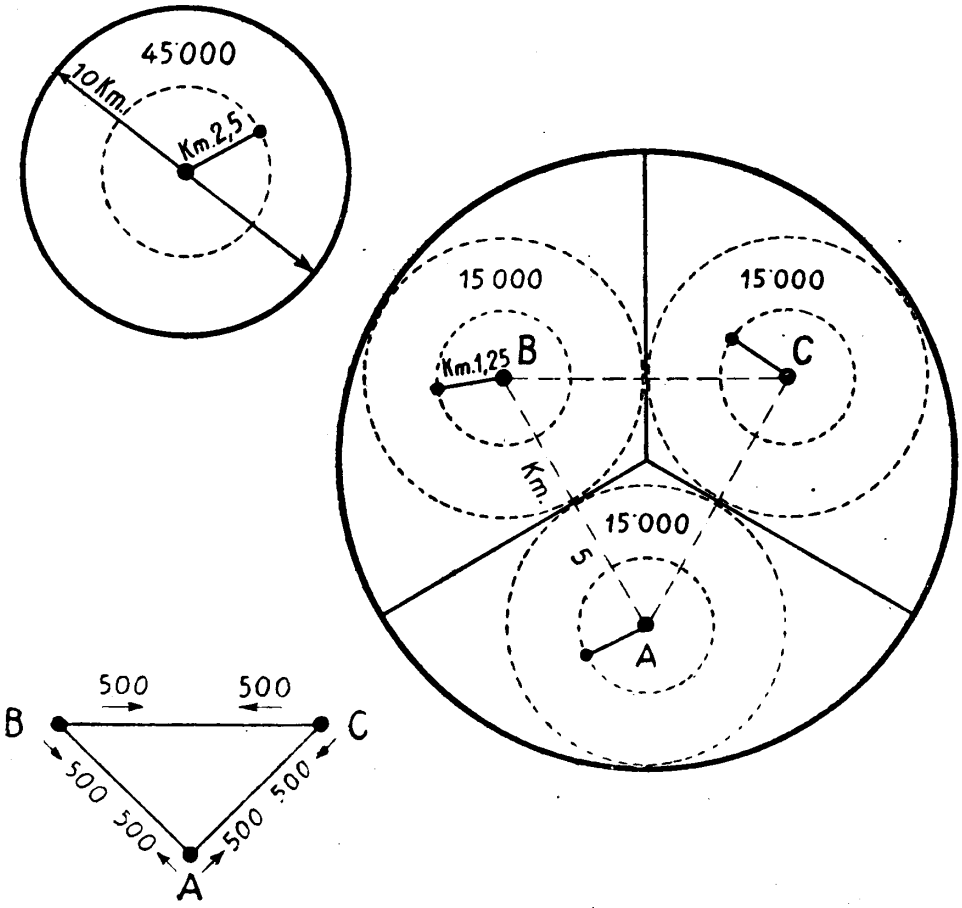


Fig. 174 – Schema del decentramento di una rete per 45.000 abbonati.

remo meglio i concetti fra poco. Per questo esempio è sufficiente supporre che tale numero di conversazioni raggiunga un massimo del 10 % del numero degli abbonati, per cui in ciascuna delle tre centrali se ne effettueranno 1500.

Se consideriamo, ad es., la centrale *A*, delle 1500 conversazioni un terzo (ossia 500) potremo supporle locali, 500 saranno dirette da *A* verso *B* e 500 da *A* verso *C*; in tutto da *A* faremo quindi uscire 500 linee verso *A* e 500 verso *C*, da *C* 500 verso *A* e 500 verso *B*. In totale le giunzioni saranno 3000, e poichè la loro

lunghezza è di km 5, lo sviluppo totale della rete di giunzione sarà di km $3000 \times 5 = 15.000$ km.

Quindi lo sviluppo totale della rete decentrata sarà di km $56.250 + 15.000 = 71.250$ km.

L'economia di rete risultante dal decentramento è per l'esempio semplice esaminato:

$$\frac{112.500 - 71.250}{112.500} = 32{,}5\ \%.$$

L'esempio è puramente dimostrativo, ed in pratica si possono avere forti differenze nei risultati per la speciale forma della rete e per la disuniforme distribuzione superficiale; tuttavia si vede come il decentramento permetta importanti economie, in maniera tale da essere indispensabile nelle grandi reti.

Il decentramento raggiunge in ogni caso lo scopo di migliorare lo sfruttamento della rete; infatti le linee di abbonato il cui sfruttamento è minimo (in media circa 10 comunicazioni al giorno), sono ridotte alla minima lunghezza possibile, mentre si fà il massimo uso di linee di giunzione che sono invece fortemente sfruttate (in media $300 \div 400$ comunicazioni al giorno).

Naturalmente, l'economia raggiunta nella rete è ridotta dalle spese maggiori richieste per la costituzione di più centrali separate, ma ne risulta egualmente una forte convenienza.

110. Configurazione delle grandi reti. — Nelle grandi reti il decentramento viene spinto al massimo possibile e ne risulta una configurazione come quella indicata nella fig. 175.

La grandezza delle varie centrali è commisurata alla distribuzione ed alla densità degli abbonati. Nelle zone più dense vi sono le *centrali principali* (in generale hanno capacità da 5000 a 2000 numeri) e sono tutte direttamente collegate fra di loro; nelle zone meno dense si installano *sottocentrali* (la cui capacità è in generale da 2000 a 500 numeri) (*f*, *l*, *n*, *p*), il cui traffico è asservito alla centrale principale da cui dipendono. Alle sottocentrali vengono collegate le centrali minori, chiamate *satelliti* (*g*, *m*). Si vede che una comunicazione, p. es., fra un abbonato di *g* ed uno di *m* richiede *4 transiti*: in *f*, *A*, *D*, *l*. Il decentramento rappresenta una delle ragioni essenziali di convenienza nell'impiego della telefonia automatica rispetto a quella manuale. È ovvio infatti che se i transiti sopra indicati dovessero essere eseguiti manualmente da altrettante operatrici, ne conseguirebbe un costo di commutazione, una perdita di tempo ed una facilità di errori e disguidi così elevati da rendere il servizio cattivo ed ancora più costoso di quello dato da una rete monocentrica.

La commutazione automatica risolve invece brillantemente il problema, perchè i transiti vengono effettuati istantaneamente mentre l'abbonato combina le cifre sul suo disco, esattamente come se si trattasse di una sola centrale.

Vediamo qualche esempio di decentramento in una rete automatica. Per semplicità ci riferiremo al sistema passo a passo (Siemens-Strowger).

Nell'esempio della fig. 176 una rete per 30.000 abbonati è divisa nelle tre zone *A*, *B*, *C*, servite rispettivamente da tre centrali principali, ciascuna della capacità di 10.000 numeri.

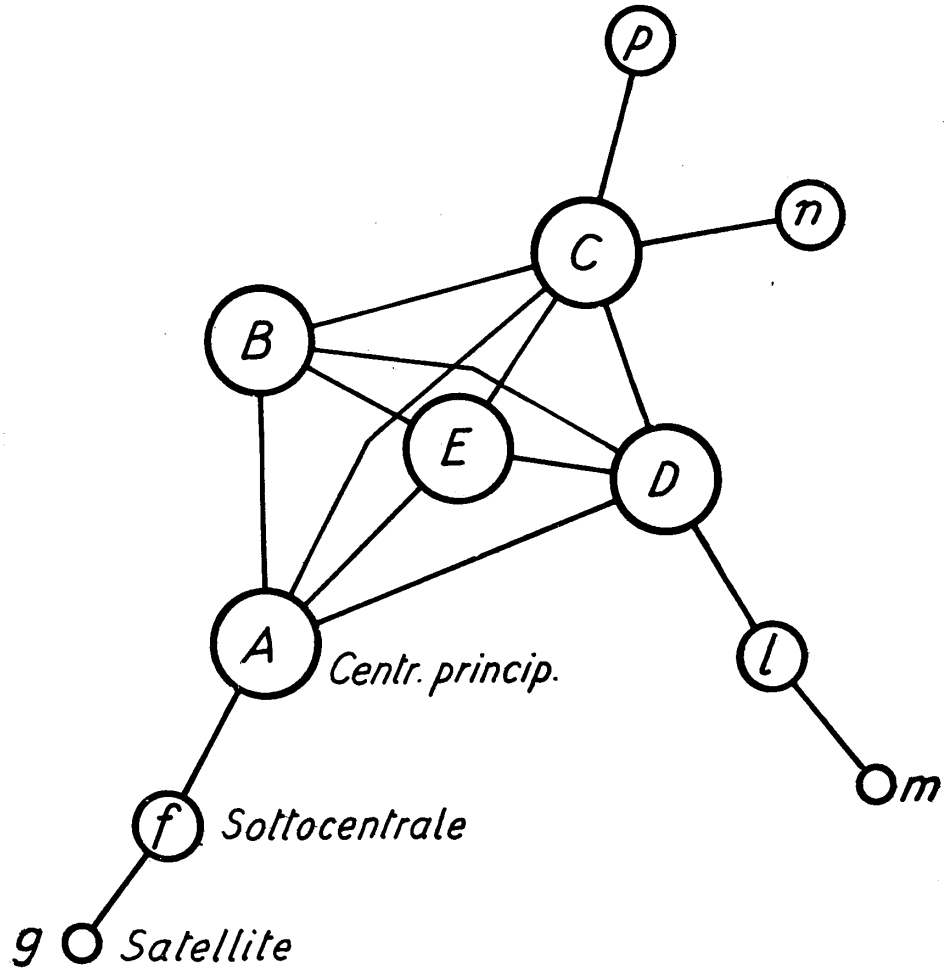


Fig. 175 – Schema di una rete policentrica con sottocentrali e satelliti.

Ad ognuna delle tre zone corrisponde un livello dei I S. G.: il *2* per la zona *A*, il *3* per la zona *B*, il *4* per la zona *C*. Si vede che nella centrale *A* il livello *2* dei I S. G. porta ai II S. G. locali, ai III S. G. e quindi ai S. L.; invece nelle centrali *B* e *C* il livello *2* dei I S. G. porta alle linee di *giunzione* verso *A* e quindi ai II S. G. (detti *entranti*) che, in parallelo con i II S. G. locali portano ai III S. G. ed ai S. L.

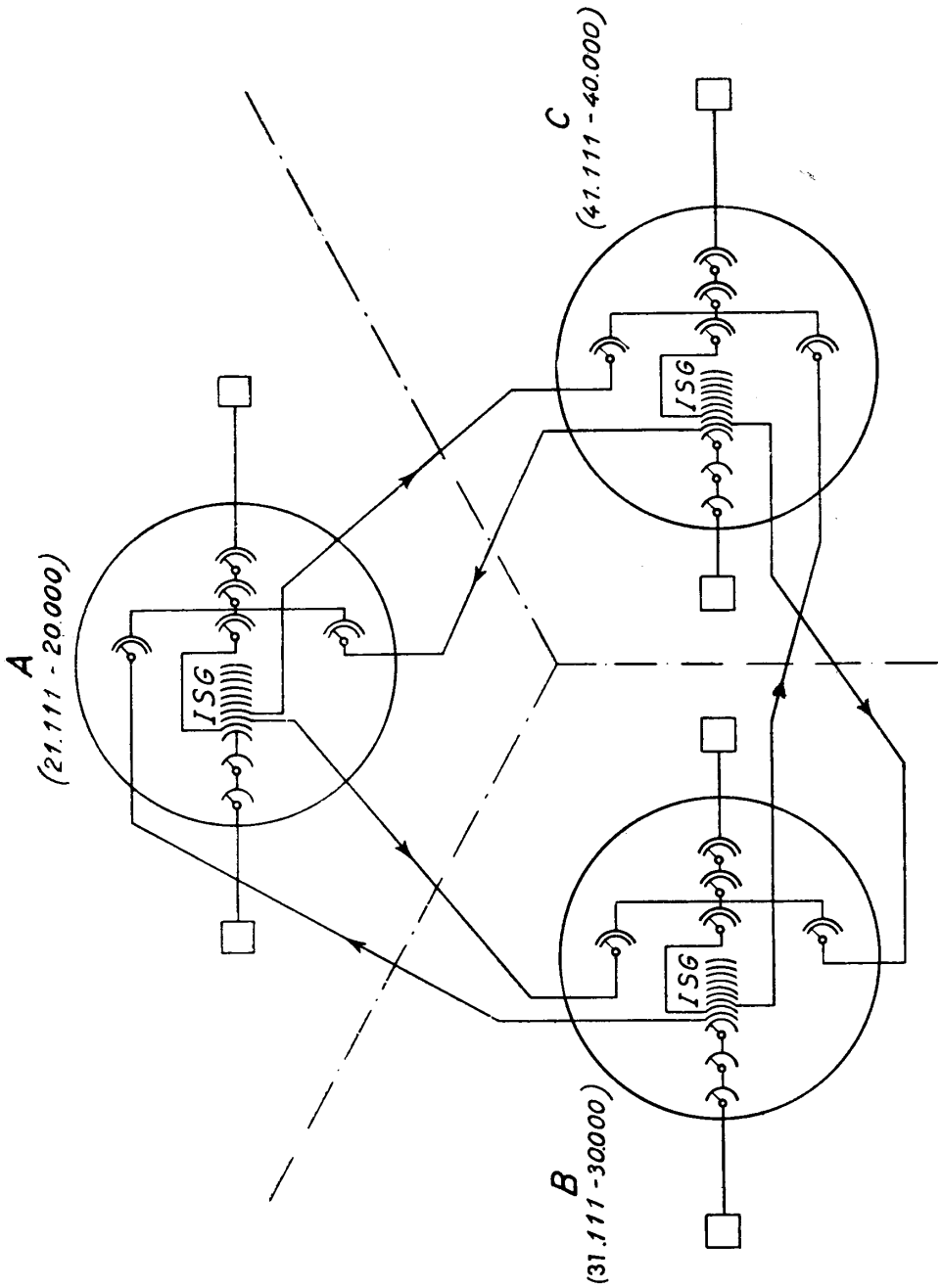


Fig. 176 – Diagramma dei collegamenti in una rete tricentrica.

Quindi, in qualunque zona della rete venga effettuata per prima cifra il *2*, verrà raggiunto un abbonato di *A*. Lo stesso ragionamento si ripete per *B* e *C*: le numerazioni rispettive sono quelle segnate nello schema. Quando un abbonato di *A* chiama un numero della sua zona (21.111-20.000) vengono comandati solo selettori della centrale stessa; se invece egli chiama un numero del 30.000 o del 40.000 la prima cifra viene effettuata sul I S. G. in *A*, mentre tutte le altre comandano selettori dell'altra centrale (*B* o *C*).

Nell'esempio della fig. 177 è invece rappresentata una rete per 10.000 abbonati, divisa in una *centrale principale*, due *sottocentrali* e due *satelliti*.

I 7.000 abbonati della centrale principale fanno parte di 7 gruppi di 1.000, caratterizzati dalla prima cifra, *1* a *8*. Il livello *8* dei I S. G. conduce attraverso un fascio di linee di giunzione alla prima sottocentrale, alla quale sono allacciati gli abbonati da 8.111 ad 8.000; il livello *9* conduce alla seconda sottocentrale (da 9.111 a 9.000).

Il satellite della centrale principale è derivato, nel primo migliaio, al 7° livello del II S. G.; i 100 abbonati (da 1.711 a 1.700) sono raggiunti attraverso i S. L. installati nel satellite.

Il satellite della sottocentrale 9.000 è derivato al livello *9* dei II S. G. di questa sottocentrale; i 100 numeri sono caratterizzati dalla numerazione 9.911-9.900.

Quando un abbonato della S. C. 1 sgancia, i propri I e II P. S. vanno ad occupare una linea di giunzione verso la C. P. ed un I S. G. multiplato con i I S. G. della centrale stessa, quindi lo svolgimento della chiamata avviene come se l'abbonato della S. C. fosse un abbonato della C. P.

In quanto al satellite C. S. 2, le uscite dei I P. S. portano a dei II P. S. della S. C. 2 multiplati coi II P. S. di questa; quindi, quando l'abbonato del satellite sgancia, esso viene immediatamente ad occupare un I S. G. della C. P. attraverso un II P. S. della S. C. 2 e si trova nelle stesse condizioni dette prima per l'abbonato della S. C.

Quando un abbonato della C. P. chiama uno della C. S. 2 la prima cifra comanda il I S. G. nella C. P., la seconda il II S. G. nella S. C. 2, la terza e la quarta il S. L. in C. S. 2.

Notiamo, per incidenza, che in una rete decentrata se un abbonato cambia domicilio entro la zona della propria centrale principale, sottocentrale, o satellite, può mantenere il proprio numero, in caso contrario deve prendere un numero competente alla nuova zona.

II. Teoria del traffico telefonico.

111. Definizione e misura del traffico. — La progettazione di una centrale automatica, una volta che sia stato scelto il sistema da impiegare, è principalmente costituita dal calcolo del numero degli organi necessari e sufficienti e smaltire il traffico al quale la centrale deve far fronte.

Come in una centrale manuale ogni posto di lavoro, destinato al servizio di un ben determinato numero di linee (prese locali), dispone di un numero di bicordi

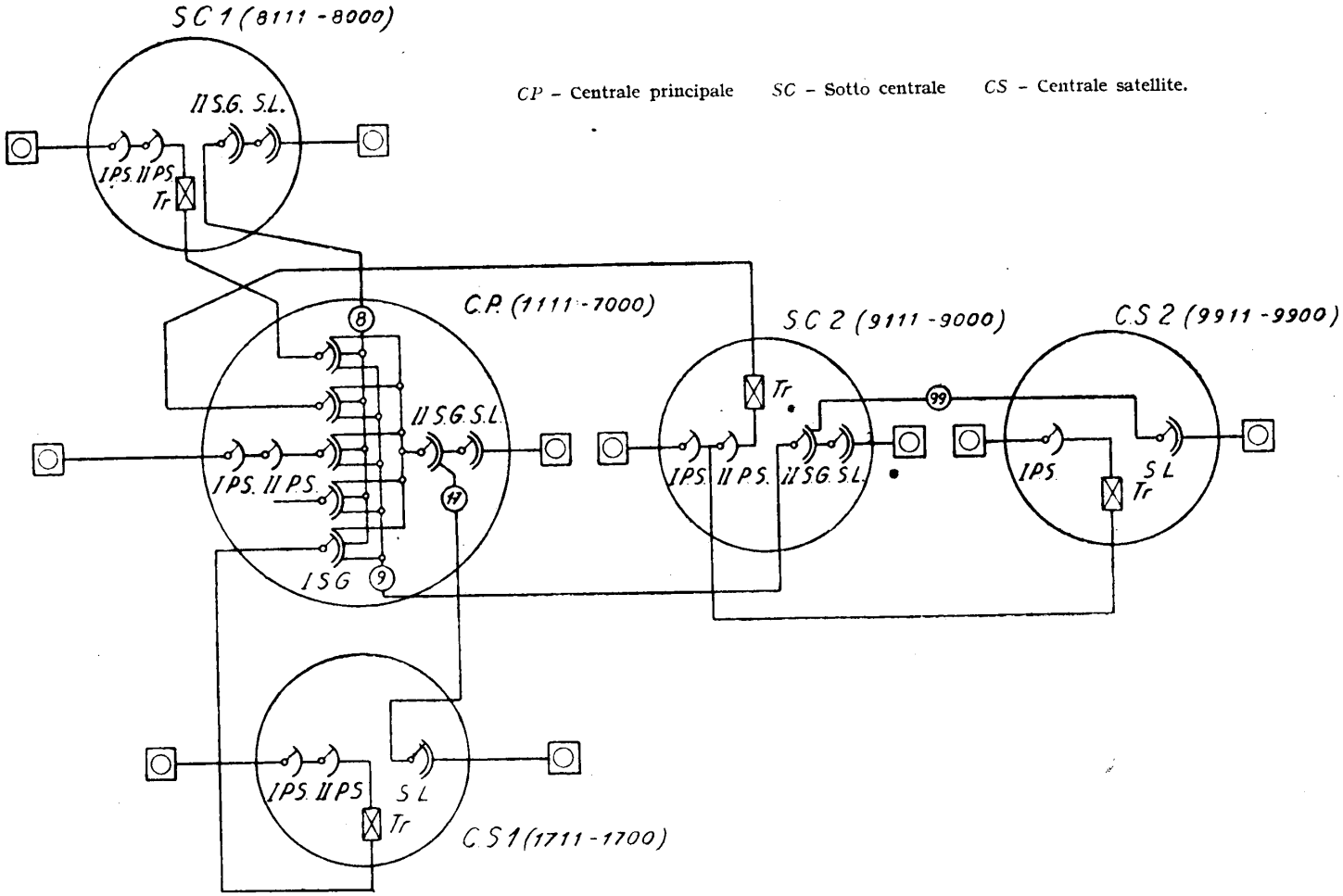


Fig. 177 – Diagramma dei collegamenti in una rete policentrica con sottocentrali e satelliti.

proporzionato al massimo di conversazioni che — in base all'esperienza — possono venire contemporaneamente richieste, così in una centrale automatica il numero degli organi deve essere, per ogni gruppo di abbonati ed ogni grado di selezione, sufficiente a convogliare tutte le possibili richieste.

Alla base del progetto di un commutatore automatico, stanno, pertanto, gli studi sul traffico. Questi studi hanno un carattere eminentemente statistico e poggiano, da un lato, sui rilevamenti sperimentali, prolungati il più possibile nel tempo, del numero e della durata singola di occupazione degli organi di commutazione (in centrali già esistenti); dall'altro sull'elaborazione che di questi dati viene fatta con i metodi del calcolo delle probabilità.

I rilievi sul traffico si effettuano prendendo in osservazione un certo numero di abbonati, scelto di volta in volta fra categorie di utenti caratteristiche (privati, professionisti, uffici, ecc.) per tutta la giornata ed in epoche diverse. Dai rilievi compiuti si passa poi a dati medi, i quali, disposti in un grafico, dànno una rappresentazione dell'andamento del traffico nelle 24 ore della giornata. In ascisse si portano le ore, in ordinate si può portare un elemento caratteristico scelto opportunamente: per es., se si tratta di rilevamento fatto su centrali automatiche, il numero dei primi preselettori o dei I S. G. simultaneamente occupati nel gruppo scelto per l'osservazione; per le centrali manuali si annotano semplicemente le chiamate.

In fig. 178 è, ad esempio, riportato il rilievo eseguito su di un gruppo di 100 abbonati di una centrale Siemens; le ordinate dànno il numero di selettori occupati in ogni istante (scala superiore) dedotto dalla misura della corrente assorbita (scala inferiore); le ascisse vanno dalle 9 alle 10.30 circa antimeridiane (scala di sinistra). La scala a destra dà il prodotto del numero di organi impegnati per la durata di occupazione e quindi permette, per punti, di calcolare l'area del diagramma.

La fig. 179 riporta invece un grafico delle chiamate complessive *orarie*, per le ore di una giornata, in una centrale manuale. La curva si estende fra le 5 a. m. e le 8 p. m.

Pur differendo notevolmente fra di loro le curve, rilevate sperimentalmente in tempi e luoghi diversi, presentano tutte la caratteristica di due spiccati massimi o « punte ». Il primo si realizza fra le 10 e le 11 circa del mattino, il secondo intorno alle 16 del pomeriggio. Naturalmente, quello che interessa per il proporzionamento delle centrali è proprio il traffico massimo. Si definisce come *ora di massimo traffico* od *ora di punta* l'intervallo di 60 minuti durante il quale il traffico stesso diviene più intenso. Dobbiamo a questo proposito avvertire subito che quando si parla di traffico, e si considera non solo il numero delle comunicazioni ma anche la loro durata, è necessario riferirsi alla *durata di occupazione* degli organi, sempre maggiore della *durata di conversazione*, perchè comprensiva del tempo occorrente per la commutazione e del tempo che l'abbonato chiamato impiega a rispondere. Occorre, inoltre, tener presente nel computo anche dell'occupazione di organi per chiamate errate, non completate e, comunque, non andate a buon fine (per guasti alle linee o agli organi di centrale, e per occupazione o guasto dell'apparecchio richiesto o dei selettori). E non si creda essere questa occupazione « passiva » trascurabile rispetto a quella « utile », perchè rispetto a questa raggiunge valori fino al

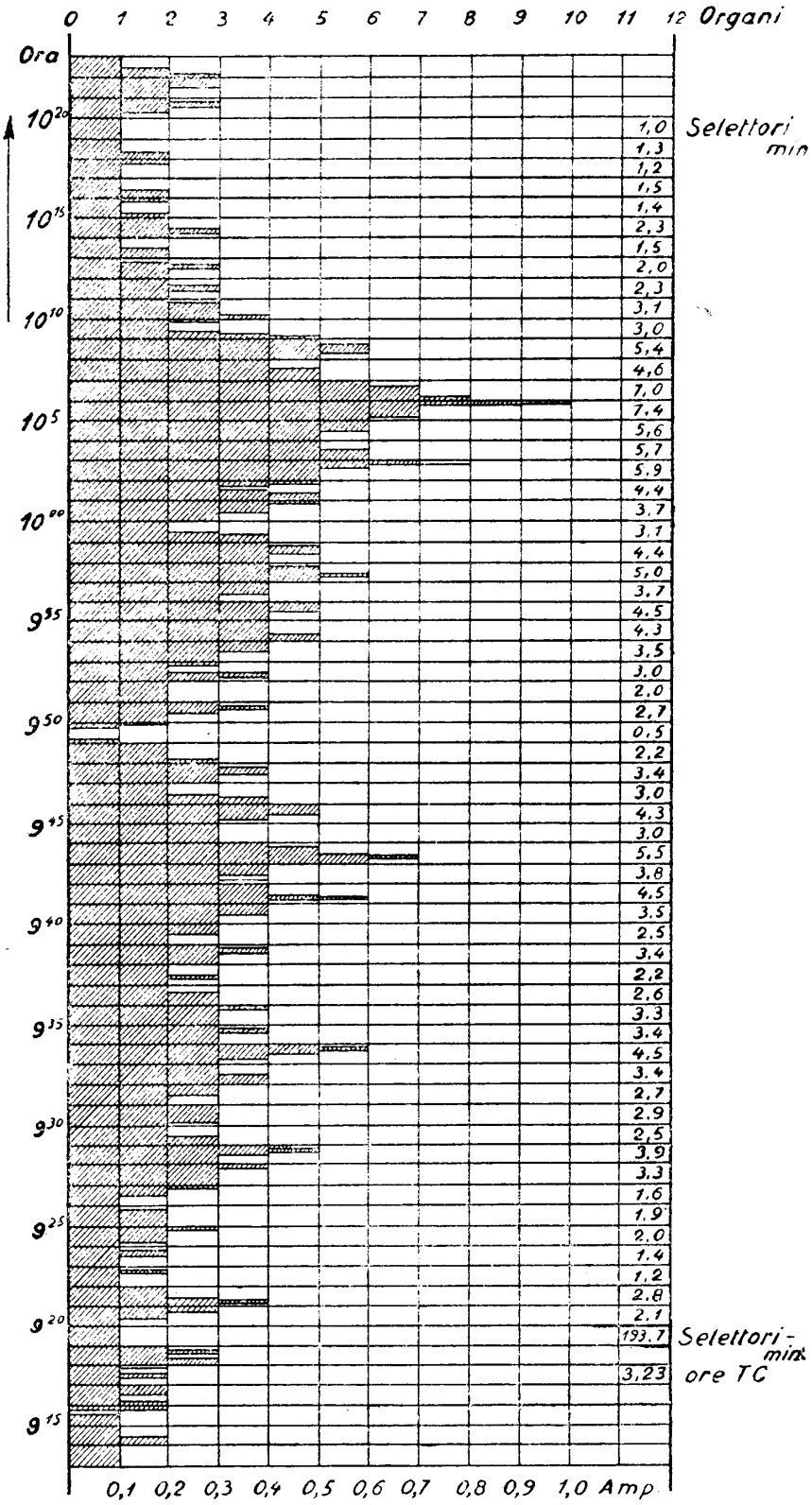


Fig 178 – Diagramma di occupazione dei I S. G. di un gruppo di 100 abbonati.

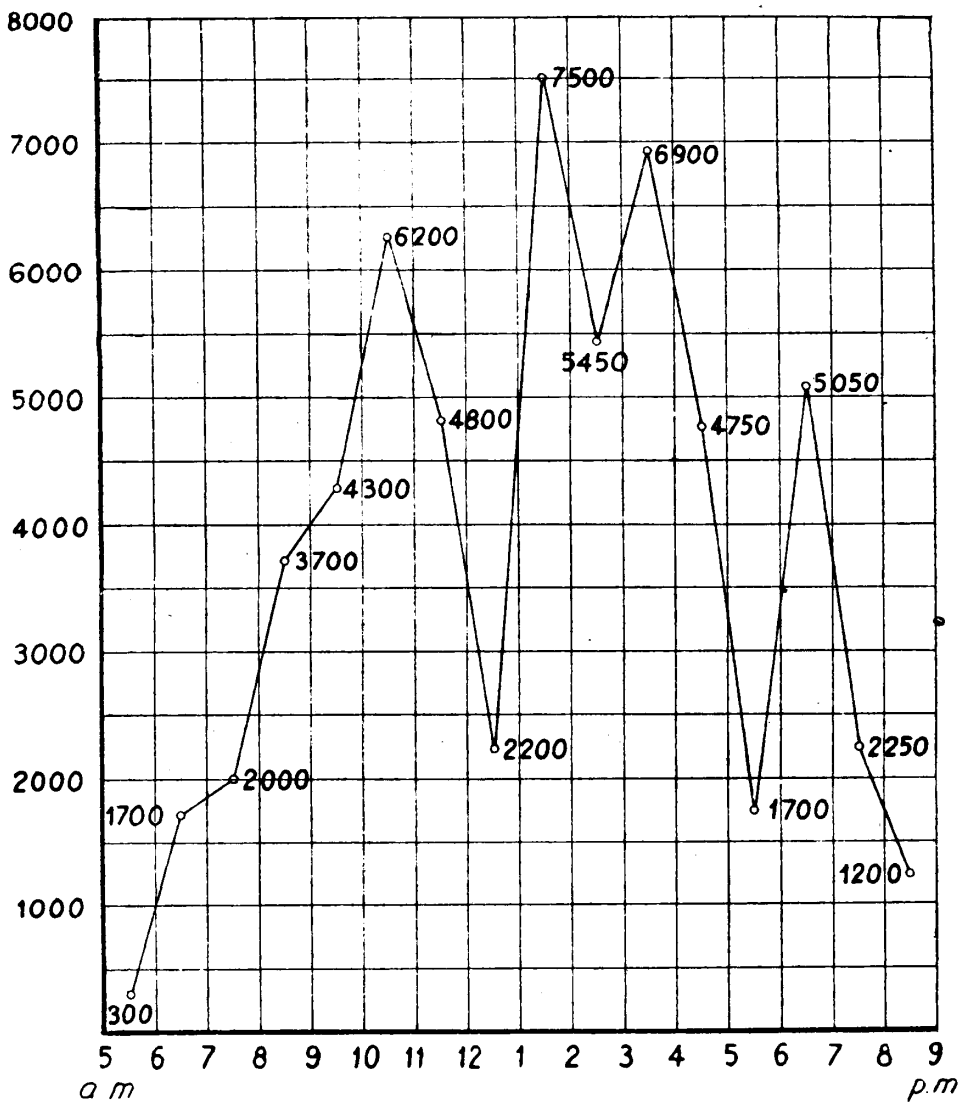


Fig. 179 – Distribuzione delle chiamate nelle ore di una giornata per una centrale manuale.

20 e talvolta al 30 %. Se C è il numero delle occupazioni e T la durata media di ciascuna, il *traffico* può essere misurato dal prodotto $T \times C$, espresso in ore od in minuti a seconda del periodo di tempo al quale ci si riferisce (giorno oppure ora di punta), cioè dall'area del diagramma di fig. (178).

Altra grandezza interessante è il rapporto medio fra il traffico che si verifica nell'ora di punta e quello totale giornaliero, che prende il nome di *concentrazione*.

Noto allora il valore medio della concentrazione (ricavato sperimentalmente ed oscillante fra 0,08 e 0,16, con valore più probabile intorno a 0,12) e quello del traffico giornaliero medio, si può dedurre il dato più interessante per il calcolo della centrale, cioè il traffico nell'ora di punta. Poichè, però, è necessario riferirsi ai valori massimi e non a quelli medi, il valore TC così calcolato per l'ora di punta deve essere maggiorato di una quantità, dedotta anch'essa sperimentalmente, che tenga conto delle variazioni in più che si verificano rispetto alle medie. Si è trovato che questa variazione è proporzionale alla radice quadrata di TC, secondo un fattore R, detto *fattore limite*. Si ha dunque, per il traffico massimo nell'ora di punta, il valore:

$$N = 0{,}12 \cdot TC + R\sqrt{TC} \quad \text{(formula di Campbell)}$$

con R variabile fra 4 e 2,9, man mano che si passa da piccole a grandi potenzialità del commutatore, e dal servizio manuale a quello automatico.

112. Rendimento dei fasci perfetti e perdita. — Il tempo complessivo, durante il quale un organo od una linea di giunzione fra organi vengono utilizzati, in un periodo di tempo determinato, riferito alla durata del periodo stesso, prende il nome di *rendimento* della linea o dell'organo. Se ci riferiamo all'ora di punta, allora si parla di *rendimento orario*.

Una linea d'abbonato ha un rendimento estremamente basso; si pensi che nelle 24 ore la media normale delle chiamate (molto variabile da paese a paese) è di circa 12; se ogni chiamata dura in media 2 minuti si ha un rendimento di

$$\frac{12 \times 2'}{24 \times 60'} = 1/60 = 1{,}7\ \%$$

ed un rendimento orario, se la concentrazione fosse 0,12, di:

$$\frac{0{,}12 \times 12 \times 2'}{60'} = 4{,}8\ \%.$$

Tale rendimento, veramente rovinoso, si avrebbe anche per le centrali se si volesse disporre di tanti organi di commutazione quanti sono gli abbonati. Se invece si ammette di poter utilizzare un numero limitato di organi, da mettere di volta in volta a disposizione per le chiamate successive, allora il rendimento si eleva, e diventa tanto maggiore quanto più grande è il gruppo sul quale si opera. Si consideri, infatti, per fissare le idee, un commutatore manuale per 1000 abbonati, nel quale le linee siano divise in posti di lavoro. Se a ciascun posto si fanno terminare, per es., 10 linee locali, con tre bicordi di servizio, avremo organi di commutazione in ragione del 30 % del numero degli abbonati, e si potranno realizzare per ogni posto di lavoro 3 chiamate simultanee. Non è detto però che tutti gli abbonati chiamino simultaneamente (almeno in tempi ordinari). Mentre ad un posto di lavoro un quarto abbonato chiamante dovrà attendere lo svincolo di un bicordo (il primo dei tre che si farà libero), in altri posti di lavoro (che potranno anche essere i più) si avranno con tutta probabilità uno o più bicordi liberi. È evidente

che il rendimento orario medio dei bicordi verrà a soffrire per questa scarsa utilizzazione, mentre questo rendimento risulterebbe più elevato se, al momento del bisogno, i bicordi disponibili potessero essere utilizzati dove occorrono.

Se il posto di lavoro, anzichè per 10 abbonati, sarà predisposto per 100, conservando il 30 % di organi, cioè 30 bicordi, l'inconveniente sopra descritto si verificherà più difficilmente. Sarà infatti come avere riunito dieci dei precedenti gruppi di 10 abbonati, i quali potranno prestarsi vicendevolmente i bicordi, ed il rendimento si eleverà indubbiamente.

Un gruppo di linee o di organi che si possono considerare omogenei rispetto al traffico, nel senso che ciascuno di essi può venire indifferentemente servito da ciascuno degli organi di commutazione (quali il gruppo di 10 abbonati e quello di 100 abbonati nei due esempi precedenti) prende il nome di *gruppo* o *fascio perfetto*.

Il numero dei bicordi messi a servizio di un fascio perfetto (per continuare nell'esempio della centrale manuale) è in funzione della maggiore o minore probabilità che si può verificare di non avere bicordi disponibili ad un certo momento dell'ora di punta. Se con 3 bicordi per 10 abbonati (30 %) la circostanza suddetta potrà verificarsi con una certa probabilità, è ovvio che con 4 bicordi (40 %) la probabilità sarà minore, come minore sarà in un gruppo perfetto di 100 linee, pur disponendo ancora del solo 30 % di bicordi.

Dato il numero delle linee di un fascio, e quello degli organi di commutazione (bicordi o selettori), ed assunto un determinato diagramma tipico per il traffico, il numero delle chiamate che non vanno a buon fine per mancanza di organi nell'ora di punta, può essere determinato applicando il calcolo delle probabilità. Questo numero, generalmente espresso come percentuale del traffico perduto rispetto al traffico totale, si chiama *perdita*.

Viceversa, assegnato a priori il valore della perdita ammissibile (generalmente fra l'uno per cento e l'uno per mille) per un determinato tipo di diagramma del traffico e data la potenzialità del fascio, si può determinare a priori il numero degli organi occorrenti.

Molti matematici hanno studiato l'argomento, pervenendo a soluzioni poco diverse l'una dall'altra (le differenze essendo date dalle ipotesi assunte per l'andamento del traffico nelle 24 ore).

I risultati vengono generalmente utilizzati sotto forma di grafici cartesiani, dove, per ogni valore della *perdita*, il numero (x) degli organi viene dato in funzione del traffico (espresso in TC — ore o minuti).

Ci limitiamo a riportare solo le curve più usate, che sono: quelle stabilite dall'Erlang, relative a cinque diversi valori della perdita (fig. 180); e quella del Langer (fig. 181, curva a) per una perdita dell'1 ‰. Il grafico II della fig. 181 rappresenta l'ingrandimento della 1ª parte della curva di Langer. Delle curve c e d diremo il significato fra poco.

Risulterà adesso evidente dalle curve la stretta relazione che passa fra rendimento orario di un gruppo e perdita, ed il loro legame con la potenzialità del gruppo stesso. Per ogni gruppo perfetto si potrà, data la perdita ammessa, deter-

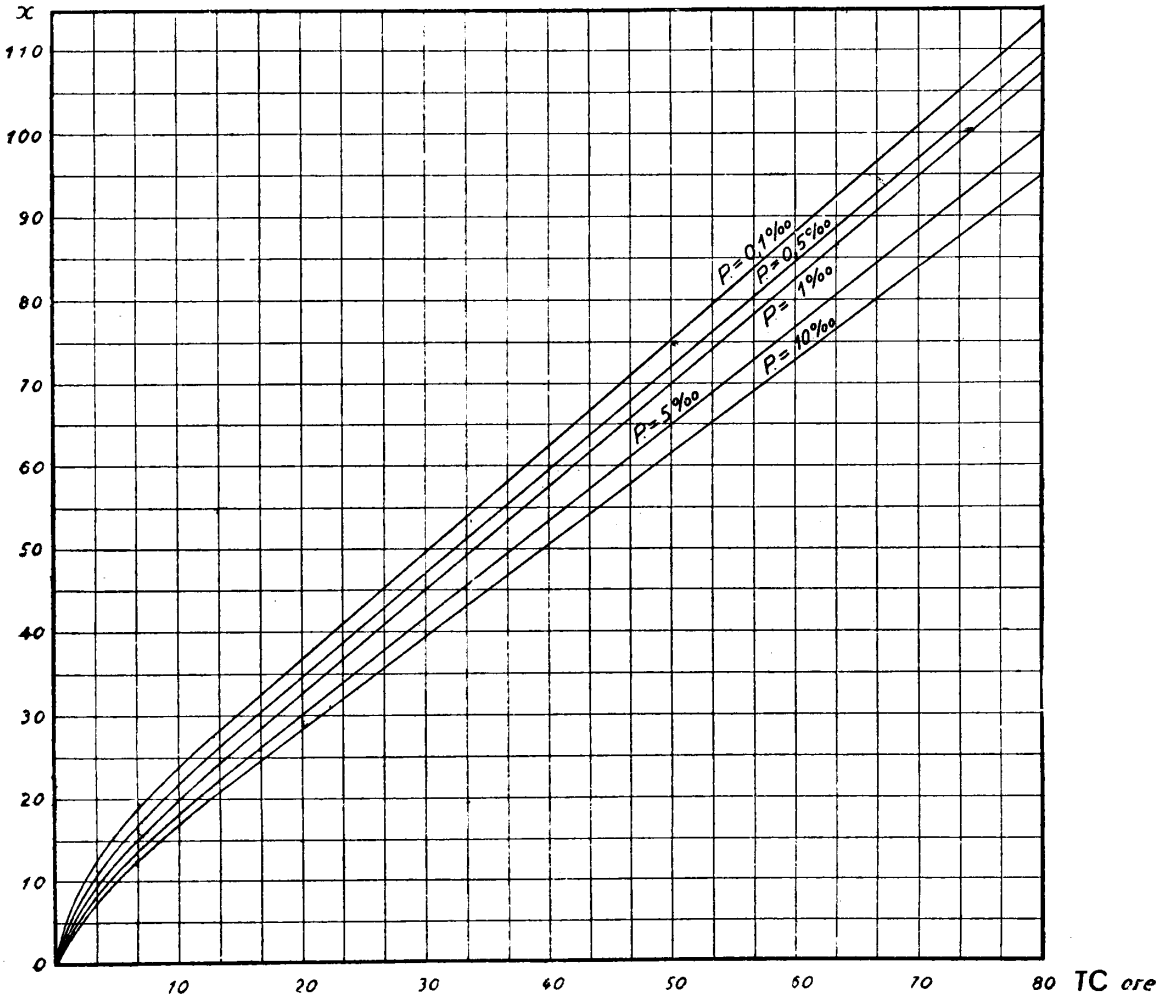
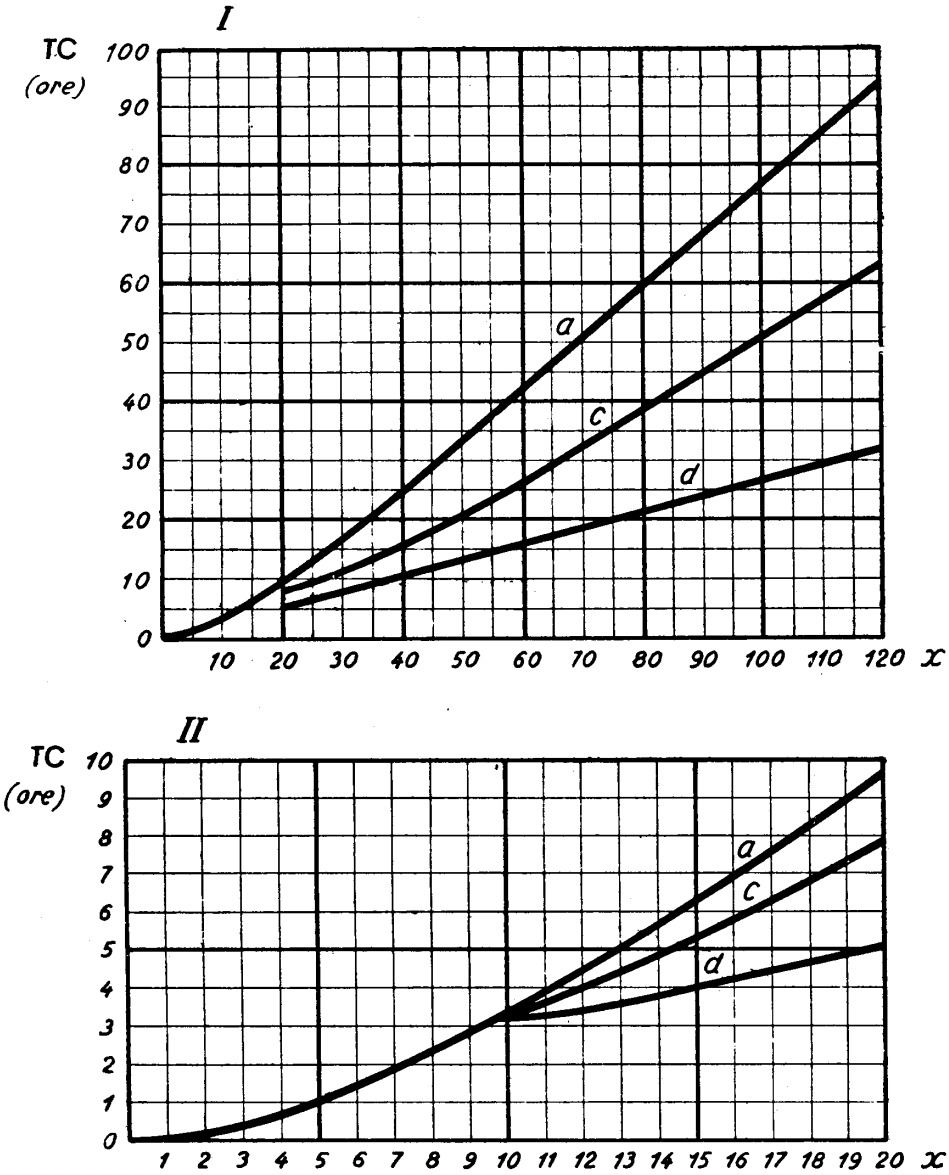


Fig. 180 – Curve dell'Erlang per il calcolo del numero degli organi in funzione del traffico e del grado di perdita.

minare con l'aiuto delle curve il relativo rendimento. Basta infatti fare il rapporto fra il *TC* (ore) totale del gruppo ed il numero degli organi corrispondenti secondo la curva di perdita assegnata, per trovare il rendimento orario in centesimi di ora.

Basandosi sulla curva di Langer (perdita 1 ‰) si ottiene, in tal modo, la curva di rendimento *a* (fasci perfetti) della fig. 182. Per il gruppo di 10 linee, ammessa la perdita dell'1 ‰ (curva *a*, grafico II della fig. 181), il *TC* corrispondente è uguale a 3,3 ore; dividendo per 10 si trova 0,33. In fig. 182 si ha, per la curva *a*, il 33 % di rendimento orario in corrispondenza dell'ascissa 10.



a – per fasci perfetti. *c* – per fasci imperfetti (se ben multiplati).
d – per fasci di 10 linee (non multiplati).

(La multiplazione s'intende progressiva e a salti).

Fig. 181 – Curve del Langer per il calcolo del numero degli organi in funzione del traffico e del grado di perdita.

Un altro esempio: un gruppo di 100 linee, sempre con l'1 ‰ di perdita, può smaltire, secondo la curva *a*, grafico I della fig. 181, un *TC* di circa 75 ore; dividendo per 100 si ottiene un rendimento orario di 0,75 (vedi fig. 182).

Le altre curve si riferiscono ad altri valori della perdita. È evidente l'aumento del rendimento orario, quando si amplia il gruppo. Le curve tendono ad un valore limite (circa il 75 % per la perdita dell'1 ‰) per gruppi di 100 linee; un aumento

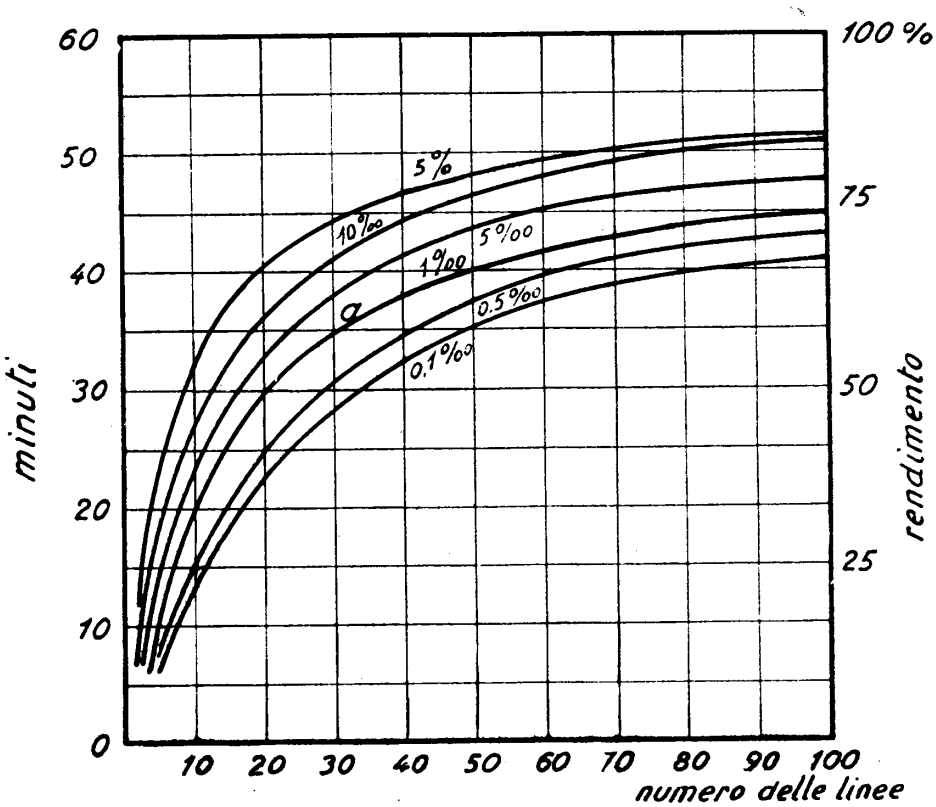


Fig. 182 – Curve di rendimento orario nei fasci perfetti in funzione della potenzialità dei fasci e della perdita ammessa.

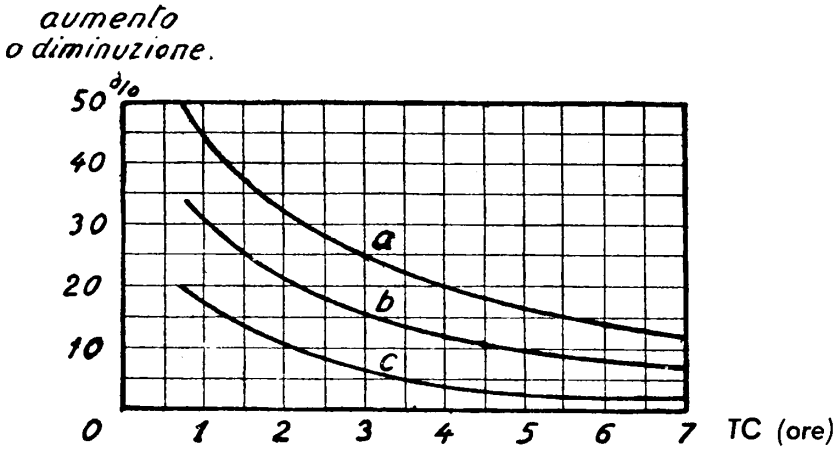
ulteriore della potenzialità di un fascio risulta, pertanto, praticamente inutile ai fini del rendimento.

Prima di lasciare questo argomento è necessario fare un'ulteriore considerazione sul rendimento dei gruppi.

Quando un fascio perfetto si suddivide in gruppi, il rendimento medio di ciascun gruppo è tanto minore quanto più grande è il numero dei sottogruppi e, quindi, quanto più piccolo è il numero delle linee costituenti ciascuna di queste suddivisioni. Si ricordi ancora, in proposito, l'esempio del tavolo manuale con posti di lavoro per 10 e per 100 abbonati.

Per il calcolo degli organi nelle centrali (che meglio chiariremo con esempi), nel passaggio da un grado di selezione al successivo, bisogna tener conto della suddivisione delle linee in gruppi, o del raggruppamento di più gruppi in un fascio. Nel primo caso si ha, evidentemente, una diminuzione del rendimento, nel secondo si può contare su un rendimento maggiore.

Torna comodo, in pratica, anzichè riferirsi a questo minore o maggiore rendimento, apportare dei ritocchi al dato del traffico, maggiorando o diminuendo il *TC* da convogliare in un fascio a seconda che esso provenga dalla suddivisione in gruppi o dalla riunione di più gruppi in un fascio. Il risultato è uguale agli effetti del calcolo del numero degli organi.



Curva *a* – Suddivisione in 10 o più gruppi, o riunione di 10 o più gruppi in un fascio.
Curva *b* – Idem per 5 gruppi.
Curva *c* – Idem per 2 gruppi.

Fig. 183 – Aumento o diminuzione da apportare al traffico per tener conto della suddivisione o del raggruppamento dei fasci.

Le curve che a tale scopo ha tracciato il Langer (deducendole dalla curva fondamentale *a* di fig. 181) sono riportate in fig. 183 e dànno la percentuale di aumento (o di diminuzione) che deve apportarsi al *TC*, quando il traffico si suddivide in 10, 5 o 2 gruppi (curve *a*, *b* e *c* rispettivamente) ovvero, da 10, 5 e 2 gruppi si riunisce in uno. I valori delle percentuali da portare in più od in meno sono espressi in funzione del traffico medio (*TC*).

113. Sistemi di multiplazione dei fasci imperfetti e relativi rendimenti. — Tutte le precedenti considerazioni si riferiscono ai fasci perfetti di linee o gruppi di organi.

Nelle centrali automatiche però, si ha a che fare più spesso con fasci di linee di giunzione o gruppi di organi *imperfetti*. Precisiamo che cosa debba intendersi per fascio o gruppo imperfetto.

Abbiamo detto che è perfetto un gruppo, quando ogni linea od organo di esso si trova nelle medesime condizioni rispetto al traffico. Un gruppo di 100 linee, riu-

nite su di un posto di lavoro manuale, è « perfetto » perchè ciascuna delle linee, ugualmente ed indifferentemente, può usufruire dei bicordi disponibili nel posto stesso. Sarebbe, invece, imperfetto se i bicordi fossero suddivisi in due sottogruppi, ognuno specializzato nel servizio di una metà di abbonati, od in quattro sottogruppi e così via.

Evidentemente il rendimento (a parità di perdita prefissata) risulta minore nel gruppo imperfetto che in quello perfetto, e tanto minore quanto più numerosi sono i sottogruppi separati che lo compongono. Ciò per l'impossibilità, già più volte indicata, di aiutarsi, al momento del bisogno, fra bicordi appartenenti a sottogruppi diversi.

Nelle centrali manuali si raggiunge il massimo del rendimento nella centrale celere, in cui *ogni* posto di lavoro può rispondere, come si è visto, ad *ogni* abbonato. Il rendimento di ogni operatrice diviene più elevato, ed il numero complessivo delle operatrici può venire ridotto, con sensibile vantaggio economico e di servizio. Il problema delle centrali automatiche è del tutto analogo.

Se in ciascun grado di selezione noi riusciamo a fare in modo che i gruppi di linee omogenee siano i più grandi possibili, in modo che gli organi messi a disposizione, pur rimanendo percentualmente gli stessi, possano essere messi a servizio di un maggior numero di linee, allora il rendimento singolo aumenterà e nell'insieme potremo ridurre il numero degli organi occorrenti, realizzando una economia.

Sotto questo aspetto sono molto avvantaggiati i sistemi con multiplo vasto per es. i cercatori nei sistemi Standard ed Ericsson.

Nei sistemi che dispongono di dieci soli passi di scelta libera (Siemens), si può ottenere un sensibile miglioramento del rendimento dei fasci imperfetti mediante i sistemi di multiplazione che adesso illustreremo.

Consideriamo ad esempio la fig. 184.

Si abbiano 12 gruppi di 100 abbonati ciascuno; ogni abbonato dispone, come sappiamo, di un preselettore, e le posizioni corrispondenti dei preselettori sono multiplate a gruppi di 100. Da ogni quadro di 100 preselettori escono quindi 10 linee ed ogni preselettore può occupare una qualunque di esse (la prima libera), ruotando da sinistra a destra. Supponiamo di disporre, per il traffico di questi 1200 abbonati, di 40 primi selettori di gruppo. Come ripartire il traffico fra questi selettori?

La prima idea è quella di riunire, come indicato in fig. 184, i primi tre gruppi di 10 linee (cioè le linee che escono dai primi 300 abbonati) multiplando a tre a tre quelle corrispondenti, talchè ogni posizione possa essere scelta indifferentemente dai 300 abbonati; a ciascuna delle 10 linee uscenti da un gruppo di 300 sarà collegato un I S. G. Poichè abbiamo quattro gruppi di 300 abbonati, verranno impiegati, come richiesto, 40 I S. G. Questa *multiplazione* chiamasi *semplice*, ed il fascio di 1200 linee è un fascio *imperfetto* perchè consta dell'insieme di quattro gruppi indipendenti.

Se, con opportuni rilevamenti, determiniamo per *ciascun I S. G.*, con una perdita dell'1 ‰, l'occupazione media nell'ora di punta, troviamo un massimo

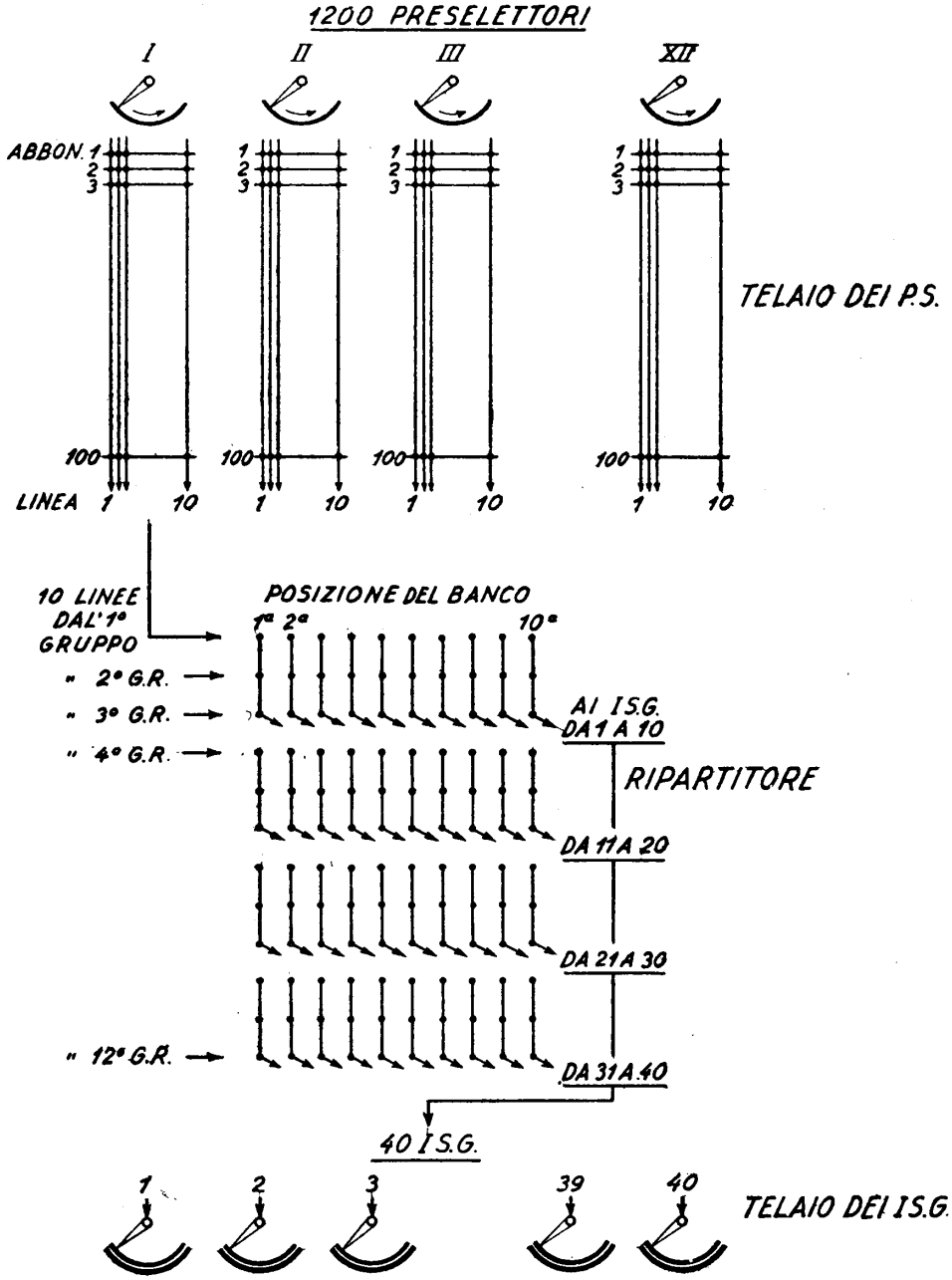


Fig. 184 - Multiplazione semplice.

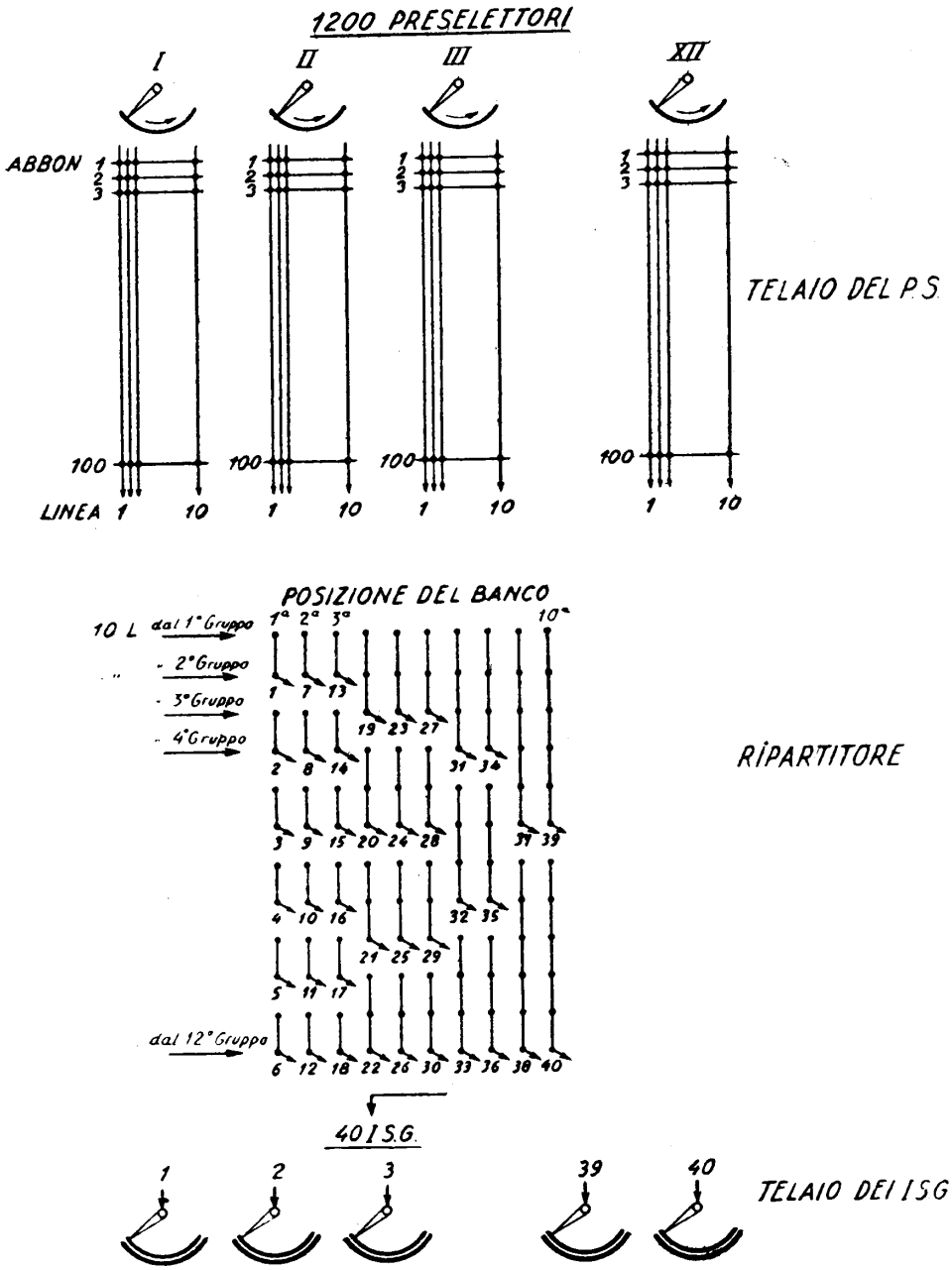


Fig. 185 – Multiplazione progressiva.

che si aggira sui 18 minuti, cioè un rendimento orario del 30 % soltanto. Ciò è dovuto alla solita ragione: gli abbonati del primo gruppo di 300 non raggiungono il massimo traffico simultaneamente a quelli del 2°, del 3° e del 4°; mentre tutti i 10 I S. G. di un gruppo di 300 sono occupati (per cui un undicesimo abbonato appartenente a tale gruppo riceve il segnale di occupato e deve attendere) in un altro dei tre gruppi uno o più I S. G. sono probabilmente liberi.

Osserviamo adesso il sistema di *multiplazione progressiva* indicato in fig. 185. Per la 1ª, 2ª e 3ª linea esplorata la multiplazione è fatta a gruppi di 200: sono 20 linee uscenti dai preselettori che ricercano un I S. G., e non 30 come nelle corrispondenti posizioni della multiplazione semplice, per cui il traffico ordinario trova disponibile un maggior numero di I S. G.

Quando il traffico aumenta, i preselettori trovano queste posizioni occupate e passano alle tre posizioni successive. Queste sono multiplate a tre a tre, per cui si hanno quattro gruppi di 300 abbonati ciascuno.

Se, crescendo ancora il traffico, anche questi I S. G. vengono occupati, i preselettori avanzano alle posizioni 7ª ed 8ª: qui un selettore è messo a disposizione di un gruppo di 400 abbonati. Infine, nelle due posizioni successive, ognuno dei 4 I S. G. residui è messo a disposizione di 600 abbonati; i gruppi sono ridotti a 4.

È come se, in una centrale manuale di pari numero di abbonati, si avessero 6 posti di lavoro, ognuno per 200 prese locali e con tre bicordi; in ciascun gruppo questi tre bicordi non riuscirebbero evidentemente a smaltire che il traffico normale. Ma ecco che, ogni tre posti di lavoro, due operatrici supplementari si dividono il traffico extra, quando si avvicina l'ora di punta; ciascuna lavora su 300 abbonati e dispone di tre bicordi. Non basta, si arriva ad occupare anche questi, ed ecco, alle spalle della prima fila e della seconda fila di operatrici, una terza fila di operatrici, ciascuna addetta ad un gruppo di 400 (quindi 3 operatrici in tutto) e con altri due bicordi per ciascuna. Infine, altre due operatrici, ognuna per un gruppo di 600, ed ognuna con altri due bicordi.

È evidente come i bicordi (cioè i selettori) pur restando in totale gli stessi (40 nel caso della multiplazione semplice e 40 in quello della progressiva) risulteranno meglio utilizzati.

Un fascio « imperfetto » così multiplato, pur non raggiungendo il rendimento del corrispondente fascio « perfetto », migliora sensibilmente e si passa da 18 minuti di utilizzazione massima nell'ora di punta a 24 minuti (40% di rendimento orario).

Un ulteriore aumento di rendimento si può ottenere con la *multiplazione progressiva ed « a salti »* (fig. 186).

Con essa la multiplazione non viene eseguita per linee verticali, ma ruotando il collegamento da una fila alla successiva con passo costante; il che equivale a dire che le condizioni di ricerca della linea uscente libera sono diverse da un quadro di 100 preselettori all'altro, perchè si fa cominciare la ricerca in posizioni diverse.

Ciò porta ad una migliore uniformità di distribuzione del traffico fra i selettori e quindi ad un migliore sfruttamento del loro insieme. Si arriva così a circa 30 minuti di utilizzazione nell'ora di punta, massimo cui si possa pervenire con mezzi di pura multiplazione (50 % di rendimento orario).

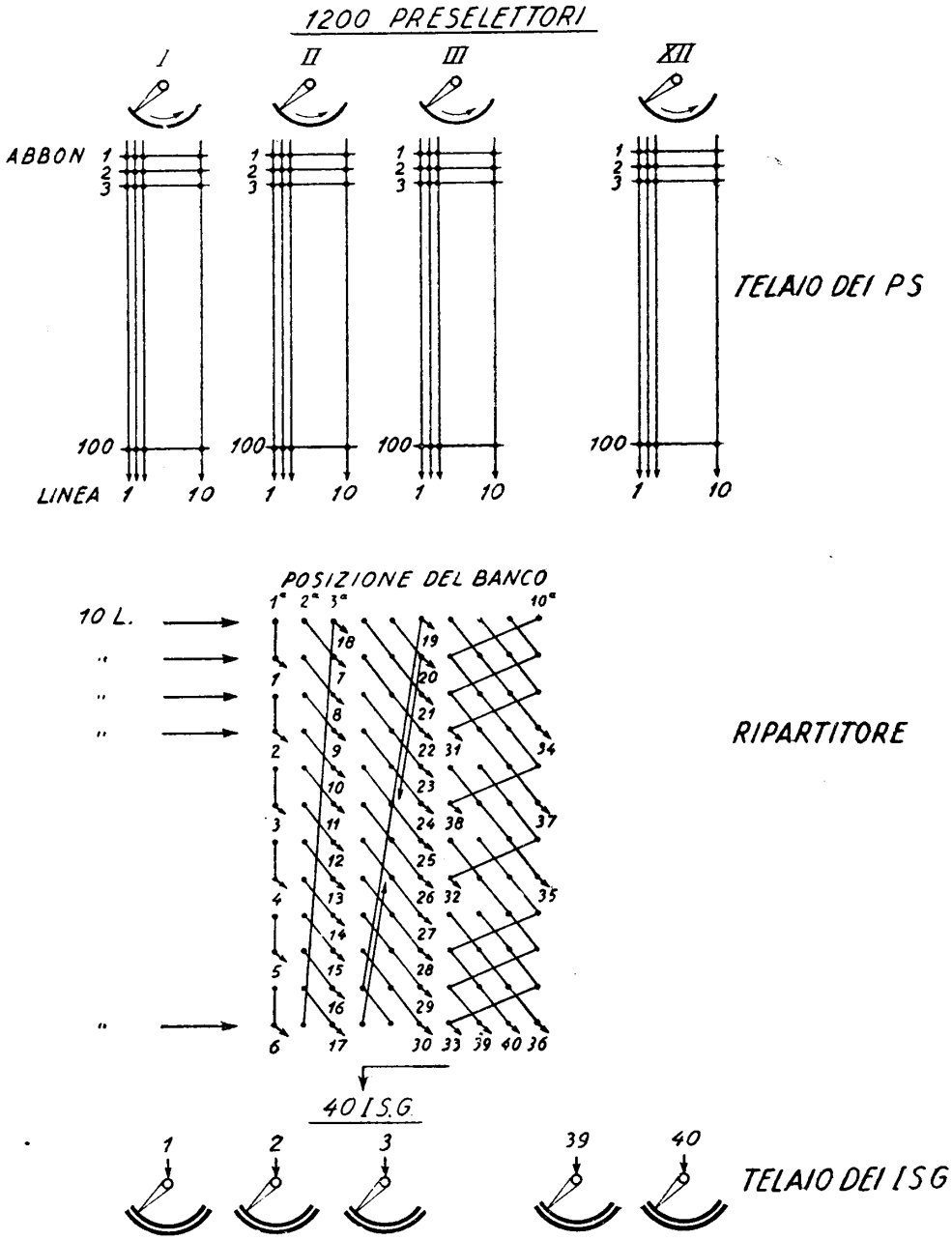
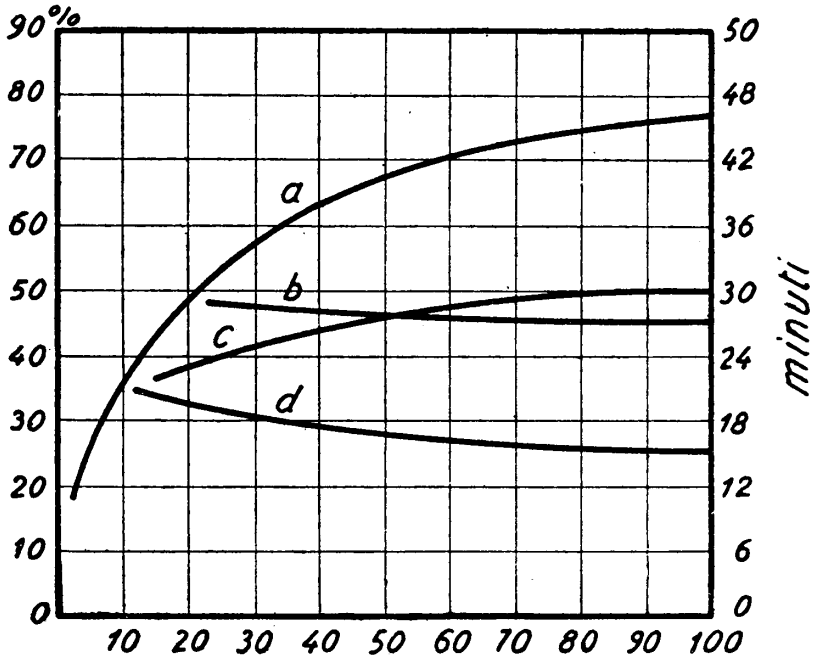


Fig. 186 – Multiplazione progressiva ed a salti.

I risultati di cui sopra sono raccolti nei grafici (Langer) di fig. 187, in cui, per una perdita dell'1 ‰, il rendimento è espresso in funzione della potenzialità dei gruppi, nei quattro casi di: fasci perfetti (curva *a*, corrispondente a quella della fig. 182); fasci imperfetti suddivisi in gruppi semplici di 20 linee (curva *b*) e 10 linee (curva *d*) ciascuno; fasci imperfetti suddivisi in gruppi di 10 linee, multiplati pro-



a – Fascio perfetto.
b – Fascio imperfetto diviso in gruppi di 20 linee senza multiplazione.
c – Fascio imperfetto diviso in gruppi di 10 linee con multiplazione completa.
d – Fascio imperfetto diviso in gruppi di 10 linee senza multiplazione.

Fig. 187 – Rendimento orario delle linee in gruppi perfetti ed imperfetti.

gressivamente ed a salti (curva *c*). Il confronto fra la curva *c* e la curva *d* dà una chiara idea del guadagno che si ottiene con la multiplazione dei gruppi imperfetti.

Un ulteriore miglioramento del rendimento dei fasci perfetti è ottenuto mediante l'impiego di commutatori secondari di linee, intercalati fra i gruppi (per es. fra i P. S. ed i I S. G.). È questo il sistema che abbiamo già illustrato nel paragrafo 75 e nella fig. 125, con il nome di *preselezione duplice*.

In realtà l'impiego di secondi preselettori (o, in genere, di commutatori secondari quando si tratti di un successivo grado di selezione) trasforma un gruppo imperfetto in gruppo perfetto. Nell'esempio di fig. 125 il gruppo di 1000 abbonati sarebbe imperfetto se ogni centinaio potesse utilizzare solo i 10 I S. G. collegati

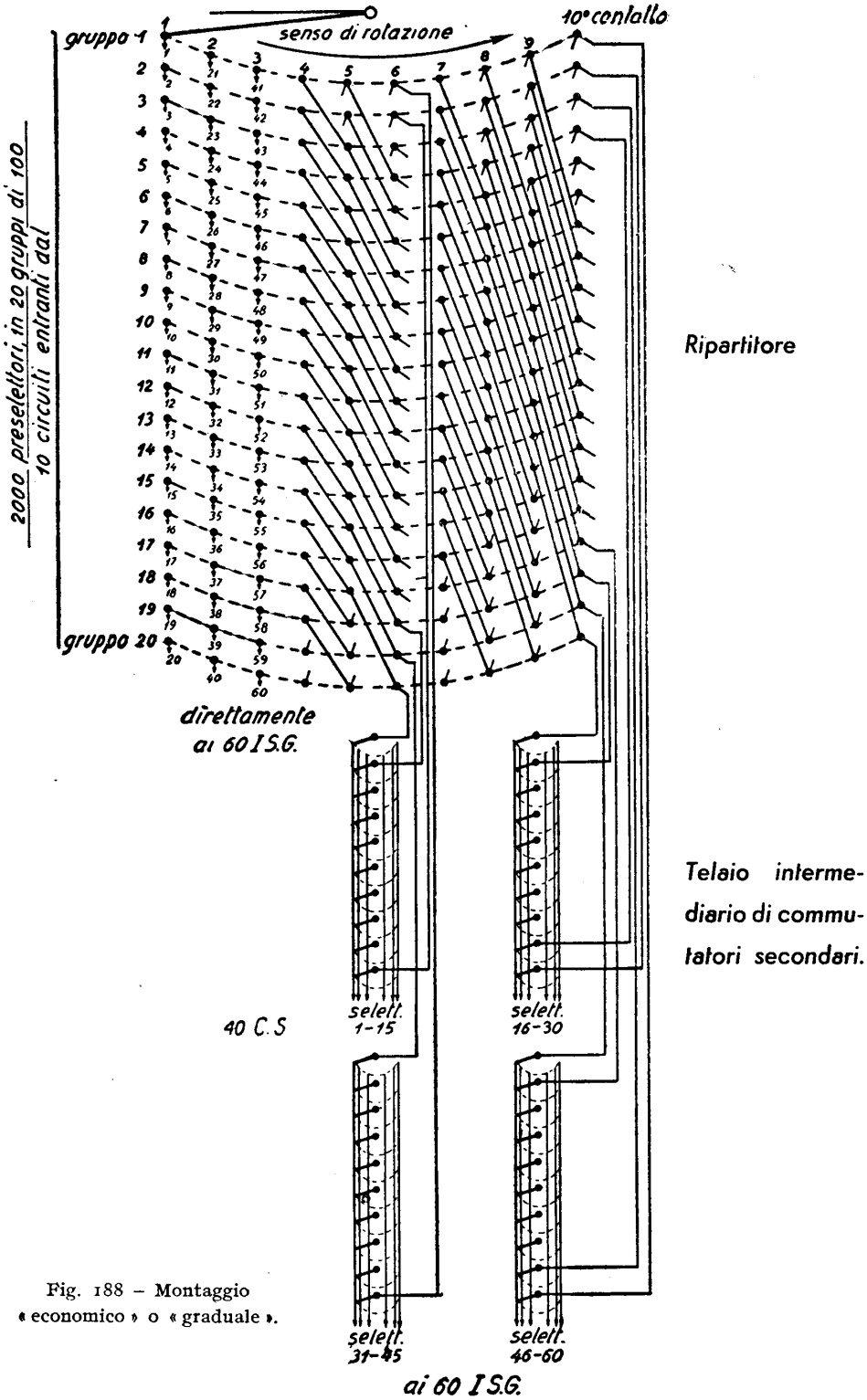


Fig. 188 – Montaggio « economico » o « graduale ».

alle linee multiple uscenti dal centinaio stesso. Invece, attraverso i II P. S., ogni abbonato può arrivare ad uno qualunque dei 100 I S. G., per cui il fascio diventa perfetto, ed il rendimento diventa massimo (curve della figura 182).

Un sistema misto è quello illustrato in fig. 188. Con questo sistema, detto « montaggio economico » o « graduale », si ottiene un rendimento elevato, della grandezza di quello di un fascio perfetto, pur impiegando un limitato numero di commutatori secondari.

Il montaggio è basato sul concetto che gli organi di commutazione (per es. I S. G.) collegati alle linee che vengono esplorate per prime (fino alla 3ª e 4ª posizione) hanno un elevato rendimento anche con la multiplazione semplice. Sono le linee successive che, venendo raggiunte solo quando il traffico si avvicina a quello di punta, hanno un basso rendimento orario ed abbassano, quindi, il rendimento medio del gruppo.

Si collegano allora direttamente tutti i selettori alle prime posizioni, e le posizioni successive si collegano — previa opportuna multiplazione per ottenere uniforme distribuzione del traffico di punta — a dei commutatori secondari e, da questi, ai medesimi I S. G.

Mentre, pertanto, il traffico normale è convogliato attraverso vie specializzate (un selettore per ogni linea multipla, corrispondente alla 1ª posizione di 100 preselettori) quello di punta è ripartito uniformemente fra le vie che risultano libere in quel momento. Il sistema si può paragonare ad una centrale manuale, con posti di lavoro molto suddivisi, nella quale il traffico di punta viene svolto da qualunque operatrice « momentaneamente libera » con sistema celere.

Nell'esempio riportato si osservi come il traffico di 2000 abbonati sia stato incanalato ai 60 I S. G. necessari, sia direttamente, per gruppi di 100, attraverso le tre prime posizioni dei I P. S., sia indirettamente attraverso le 40 linee multiple uscenti dalle sette posizioni successive. Per accedere a tutti i 60 I S. G. si adoperano II P. S. a 15 posizioni.

Naturalmente il principio esposto può essere applicato con numerose varianti, e deve essere di volta in volta studiato per ottenere la soluzione migliore.

Nei calcoli i gruppi graduati possono essere considerati come perfetti, ed il numero degli organi essere ricavato in base alla curva *a* di Langer od a quelle di Erlang.

114. Calcolo degli organi in una centrale Siemens. — I principi che abbiamo esposto nei precedenti paragrafi verranno meglio chiariti da un'applicazione pratica. Riporteremo pertanto due esempi di calcolo degli organi di centrale, l'uno per il sistema Siemens, l'altro per l'Ericsson.

Si tratti, dunque, di stabilire il numero degli organi di una centrale Siemens per $N = 8000$ abbonati. Il sistema, a quattro cifre, comprenderà primi e secondi preselettori (con multiplazione ma senza graduazione), due selezioni di gruppo ed una di linea.

Altri dati siano:

C = 12 chiamate al giorno per abbonato;
T = durata media di occupazione: 90";
C_0 = concentrazione: 12 % (nei gruppi di 100 abbonati);
p = perdita (per ogni grado di selezione) 1 ‰.

Numero dei I P. S. — Tanti quante sono le linee di abbonato, cioè *8000*.

Numero dei II P. S. — Gli abbonati sono divisi in 80 gruppi di 100.
Traffico per un gruppo:

$$100 \times T \times C \times C_0 = \frac{100 \times 90 \times 12 \times 0{,}12}{3600} = 3{,}6 \text{ ore.}$$

Dalla curva *c* della fig. 181-II ricaviamo, in corrispondenza al valore 3,6: $x = 11$ (arrotondato in più, a numero intero).

Lo stesso valore si trova all'incirca con la curva dell'Erlang, $p = 1$ ‰, della fig. 180.

Complessivamente, essendo i gruppi *80*, si avranno 80 × 11 = *880 II P. S.*

Numero dei I S. G. per il servizio urbano. — Generalmente, nel sistema Siemens, si dividono gli abbonati in gruppi di 2000, ciascuno dei quali disporrà di un certo numero di I S. G.

Ogni gruppo di 2000 abbonati avrà un traffico di 20 × 3,6 = *72 ore.*

Questo valore deve essere però corretto, perchè 20 gruppi di 100 vengono qui riuniti in uno di 2000. Ci serviamo della curva *a* della fig. 183 che, predisposta per 10 suddivisioni può essere tenuta buona, con approssimazione per difetto, anche per un numero maggiore (nel nostro caso 20).

Per $TC = 3{,}6$ la curva dà una riduzione del 22 %, quindi avremo:

$$TC = 72 \times 0{,}78 = 56{,}2 \text{ ore.}$$

Dato l'impiego dei II P. S. il gruppo di 2000 è rispetto ai I S. G., un fascio perfetto. Allora la curva *a* di Langer (fig. 181) dà, in corrispondenza a 56,2 *TC*, $x = 77$ (la curva di Erlang 1 ‰ darebbe 78).

Essendo in tutto 4 i gruppi, si dovranno prevedere 77 × 4 = *308 I S. G. urbani.*

Numero dei II S. G. urbani. — Ogni livello dei I S. G. corrisponde ad un gruppo di 1000 abbonati. Per la divisione del gruppo in due parti (da 2000 a 1000) non si apporta maggiorazione al *TC*, essendo tale maggiorazione trascurabile (dell'1 %). Si deve invece tener conto del fatto che i II S. G. non sono interessati dalle chiamate dirette ai servizi speciali (elenco abbonati, reclami e guasti, segreteria, ecc.) che rappresentano in media il 20 % delle chiamate totali; il *TC* si deve ridurre di altrettanto.

Si ha quindi per i II S. G. (1000 linee):

$$TC = \frac{56{,}2}{2} \times 0{,}80 = 22{,}5 \text{ ore.}$$

Le linee che escono dai I S. G. sono divise a gruppi di 10, e generalmente ben multiplate, per cui si può applicare la curva *c* di Langer (fig. 181-I) che in corrispondenza a 22,5 dà $x = 55$ (le curve di Erlang non sono applicabili perchè il gruppo di 1000 non è perfetto; infatti si troverebbe, per $TC = 22{,}5$, $p = 1$ ‰, $x = 37$, molto minore del numero necessario se si tien conto del minor rendimento nel gruppo imperfetto, come noi abbiamo fatto).

Essendo i gruppi in numero di 8, si dovranno prevedere $55 \times 8 = 440$ *II S. G. urbani.*

Numero dei S. L. urbani. — Ogni livello dei II S. G. corrisponde ad un gruppo di 100 abbonati; si passa pertanto da un fascio di 1000 a 10 fasci di 100, e, secondo la curva *a* della fig. 183, deve essere previsto un aumento del *TC*.

Il traffico in un gruppo di 1000 era di 22,5; in corrispondenza a 2,25 la curva *a* dà il valore di circa 30 %.

Una piccola riduzione al *TC* (2 %) è data dal ritardo dell'entrata in funzione dei S. L. rispetto ai S. G., cui corrisponde un più elevato rendimento orario. Si ottiene, quindi:

$$TC = \frac{22{,}5 \times 0{,}98 \times 1{,}30}{10} = 2{,}9 \text{ ore.}$$

La curva *c* della fig. 181-II indica $x = 10$. Occorrono, pertanto, $80 \times 10 = 800$ *S. L.*

Traffico interurbano. — Al traffico urbano occorre aggiungere quello delle conversazioni interurbane quando — come supponiamo — sia possibile la chiamata diretta automatica dai posti d'operatrice e non vi sia tavolo manuale intermediario.

I dati siano:

$C_i = 0{,}5$ chiamate/giorno-abbonato;
$T_i = 200''$ di durata media d'occupazione;
$C_0 =$ concentrazione 12 %.

Allora:

$$TC_{\text{I S. G. interurbani}} = \frac{8000 \times 0{,}5 \times 0{,}12 \times 200}{3600} = 26{,}6 \text{ ore.}$$

Nell'ipotesi che ogni operatrice disponga di 10 prese urbane, ben multiplate, vale la curva *c*, fig. 181, che dà $x = 60$ *I S. G.*

Il traffico dei II S. G. interurbani può essere considerato uguale a quello dei I S. G.

Poichè i gruppi sono 8 si ha

$$TC_{\text{II S. G. int.}} = \frac{26{,}6}{8} = 3{,}3 \text{ ore.}$$

Questo traffico si aggiunge a quello trovato per il servizio urbano. Complessivamente il carico dei II S. G. diviene:

$$TC_{\text{II S. G.}} = 22{,}5 + 3{,}3 = 25{,}8 \text{ ore.}$$

Si trova in fig. 181, curva c: $x = 60$.

Complessivamente i II S. G. passano quindi a $60 \times 8 = 480$.

Per i S. L. si ha adesso:

$$TC_{\text{S. L.}} = \frac{25{,}8 \times 0{,}98 \times 1{,}30}{10} = 3{,}3 \text{ ore,}$$

e la solita curva c dà: $x = 10$.

I S. L. occorrenti, in totale sono, dunque, $80 \times 10 = 800$.

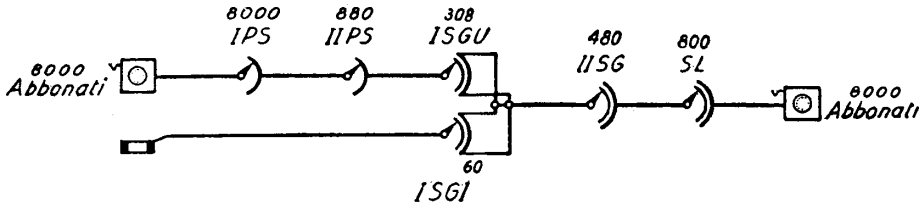


Fig. 189 – Diagramma di giunzione di una centrale Siemens per 8000 abbonati.

Riassumendo, la centrale comprenderà:

8000 I P. S.
880 II P. S.
308 I S. G. urbani
60 I S. G. interurbani
480 II S. G.
800 S. L.

Il diagramma di giunzione che ne risulta è quello della fig. 189.

115. Calcolo degli organi in una centrale Ericsson. — Si debba progettare la medesima centrale, ma con il sistema Ericsson. Supponiamo solo che per il servizio interurbano entrante si faccia uso di un tavolo manuale intermediario, dove tutti gli abbonati sono multiplati. In questo esempio procederemo con metodo di calcolo leggermente diverso da quello dell'esempio precedente, utilizzando il grafico di fig. 182.

I dati sono ancora:

N = 8000
C = 12 chiamate/giorno-abbonato
T = 90″
C_0 = 12 %.

Numero dei C. L. e dei I S. G. — Gli abbonati sono divisi in gruppi di 500. Il fascio è perfetto perchè ogni cercatore può raggiungere un qualunque abbonato chiamante:

$$TC = \frac{500 \times 12 \times 90'' \times 0{,}12}{3600} = 18 \text{ ore.}$$

La curva 1 ‰ di Erlang dà: $x = 30$.
(La curva *a* di Langer dà circa 31).
Il numero totale dei cordoni (C. L. e I S. G.) sarà quindi di $16 \times 30 = 480$.

Numero dei registri. — Il tempo medio di occupazione dei registri si assume in 15″.

$$T'C = \frac{500 \times 12 \times 15'' \times 0{,}12}{3600} = 3 \text{ ore} = 180 \text{ minuti}$$

e per i 16 gruppi di 500 linee:

$$T'C_{\text{totale}} = 180 \times 16 = 2880 \text{ minuti.}$$

Ogni cordone può scegliere fra 20 registri; il rendimento orario, con la perdita del 0,1 ‰ (in considerazione dell'importanza di trovare un registro libero) risulta, dalla curva corrispondente di fig. 182, uguale a *22,5* minuti, per fasci di 20 linee.

Il numero dei registri si trova dividendo il traffico totale per il rendimento orario:

$$\frac{2880}{22{,}5} = 128.$$

Se i registri non possono essere tutti utilizzati indifferentemente dai cordoni (fascio perfetto) ma sono divisi in gruppi, occorre tener conto della perdita di rendimento, aumentando opportunamente il $T'C$.

Numero dei connettori. — Poichè i C. non vengono impegnati dalle chiamate verso i servizi speciali e da una parte delle false chiamate, il traffico (come abbiamo visto per i II S. G. della centrale Siemens) deve essere opportunamente ridotto. Una piccola riduzione deve essere ancora apportata perchè il tempo di occupazione deve essere diminuito di un 4 %, corrispondente al funzionamento degli organi che precedono i C. nella commutazione.

Per il gruppo di 500 si ha:

$$TC = \frac{500 \times 12 \times 90'' \times 0{,}12 \times (1 - 0{,}04) \times 0{,}80}{3600} = 18 \times 0{,}8 \times 0{,}96 = 13{,}8 \text{ ore}$$

$$= 828 \text{ minuti.}$$

La selezione avviene per gruppi di 20 linee. Con la perdita dell'1 ‰, la curva *a* di fig. 182 dà un rendimento orario di *27* minuti; il numero dei C. occorrenti è quindi di:

$$\frac{828}{27} = 31 \text{ per gruppo di } 500.$$

In totale si impiegheranno $31 \times 16 = 496$ connettori.

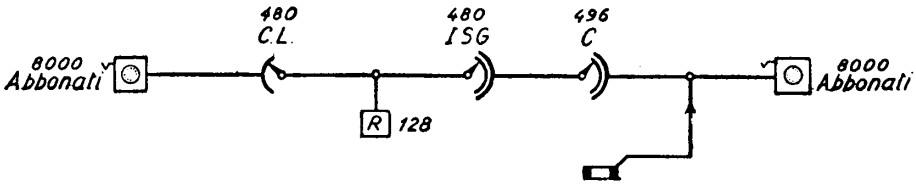


Fig. 190 - Diagramma di giunzione di una centrale Ericsson.

Riassumendo, la centrale comprenderà:

480 C. L.
480 I S. G.
128 registri
496 C.

Il diagramma di giunzione è quello della fig. 190.

RIFERIMENTI

Per gli studi sul traffico vedasi:

MAX LANGER, *Études economiques et techniques sur la telephonie*, Oldembourg, Monaco, 1936.

ALBERTO FORNÒ, *Lezioni di Telefonia descrittiva*, vol. II, cap. IX, Roma, 1945;

ed anche

Il sistema di commutazione automatica L. M. Ericsson con selettori da 500 linee; a cura della Soc. Ericsson Italiana, Genova, 1927 (che a pag. 29 presenta il calcolo del numero dei commutatori richiesti nelle centrali telefoniche automatiche, eseguito secondo le curve dell'Erlang).

CAPITOLO IX

IMPIANTI INTERNI

I. Gli impianti interni.

116. Generalità. — Si dà il nome di impianti interni a quegli impianti d'abbonato che non si limitano al solo apparecchio telefonico normale, dovendo soddisfare ad esigenze di servizio più complesse.

In relazione a necessità di ordine commerciale e soprattutto amministrativo, è sorta la pratica di suddividere gli impianti interni in: *normali* e *speciali*.

Precisamente, rientrano nella prima categoria tutti quegli impianti (compresi anche gli accessori più semplici) forniti agli abbonati a tariffe stabilite dalla legge. Si giunge, al massimo, al centralino con cinque derivazioni. Si assegnano, invece, alla seconda categoria tutti gli altri impianti, compresi quelli a centralino manuale od automatico, e ciò in dipendenza sia della maggiore complicazione tecnica, sia perchè sono regolati da disposizioni commerciali diverse, con tariffe d'abbonamento generalmente stabilite dalle società concessionarie ed approvate dall'Amministrazione statale.

Esamineremo in forma sommaria i principali impianti in uso, dai più semplici a quelli più complicati. Per questi ultimi ci limiteremo a dare ragguagli sul servizio, lasciando da parte la dettagliata descrizione dei circuiti che, per i centralini automatici più importanti, a servizio cosiddetto *universale*, raggiungono una complessità superiore a quella delle stesse centrali automatiche urbane e non presentano, peraltro, un sufficiente interesse per chi non debba occuparsene direttamente.

II. Impianti interni normali non comunicanti.

117. Suoneria supplementare. — È un accessorio utilizzato quando debba essere rinforzata la chiamata in arrivo, o si renda necessario ripeterla in un altro locale distante da quello in cui è installato l'apparecchio telefonico normale.

La suoneria supplementare può essere posta in serie od in parallelo a quella normale, ed ogni apparecchio ha già predisposti gli attacchi per la sua inserzione.

Nella disposizione in serie (fig. 191) essa deve avere le stesse caratteristiche della suoneria principale; specialmente deve presentare una resistenza uguale.

Nella inserzione in parallelo (che può essere fatta nei due modi indicati nelle figg. 192-193) la resistenza totale delle due suonerie (uguali) si riduce alla metà di

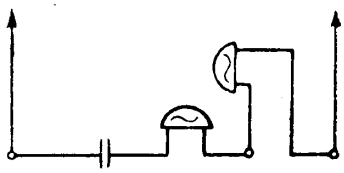


Fig. 191 – Suoneria supplementare in serie.

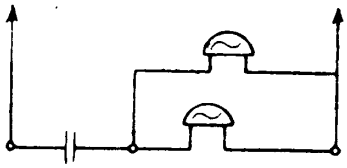


Fig. 192 – Suoneria supplementare in parallelo.

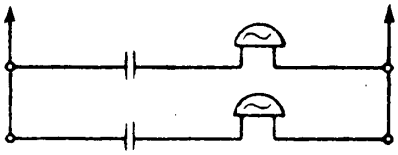


Fig. 193 – Suoneria supplementare in parallelo.

quella di ciascuna, per cui tale tipo di impianto si dimostra più conveniente del precedente nei casi di lunghe linee d'abbonato.

118. Derivazione a spina. — È una disposizione pratica, che permette di usufruire di un medesimo apparecchio telefonico in locali diversi di uno stesso appartamento. Questo impianto è consentito soltanto in case d'abitazione.

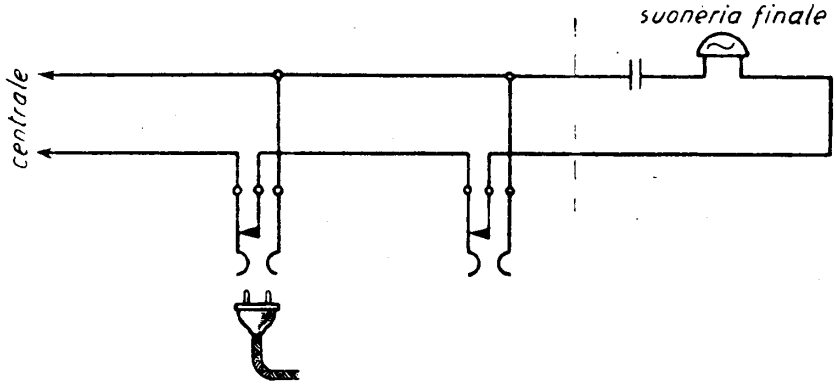


Fig. 194 – Impianto a spina con suoneria finale, per B. C. o B. C. A.

Il cordone dell'apparecchio fa capo ad una spina, e questa può essere infissa ad una presa a vari contatti (da 2 a 4 a seconda del tipo d'apparecchio); le prese si inseriscono sulla linea interna dell'impianto d'abbonato, in numero di due o più.

Il tipo più semplice d'impianto è quello per B. C. (o B. C. A.) con suoneria finale (fig. 194). La spina è a due poli.

La suoneria è collocata al termine della linea in modo che si possa ricevere una chiamata anche se l'apparecchio è momentaneamente disinserito.

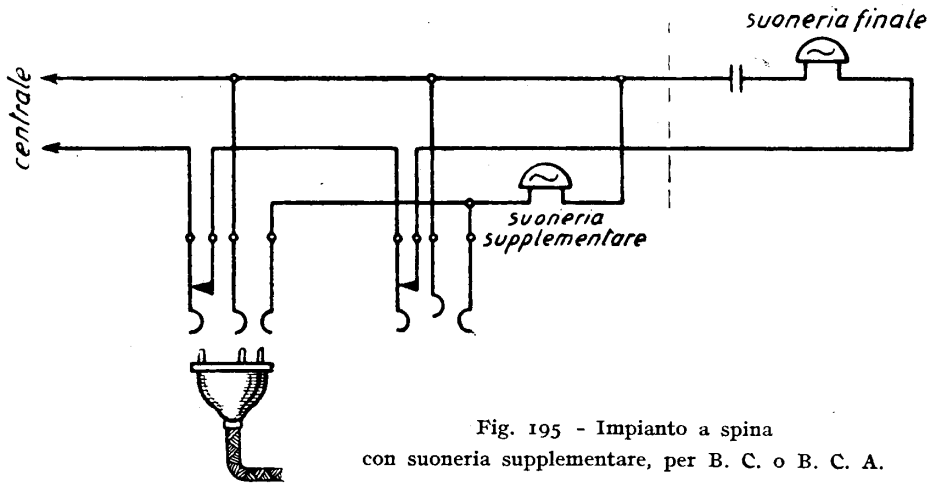


Fig. 195 - Impianto a spina con suoneria supplementare, per B. C. o B. C. A.

Un po' più complicato è l'impianto per B. C. (o B. C. A.) con suoneria supplementare (fig. 195). Occorre una spina a 3 poli, e la linea interna a tre conduttori.

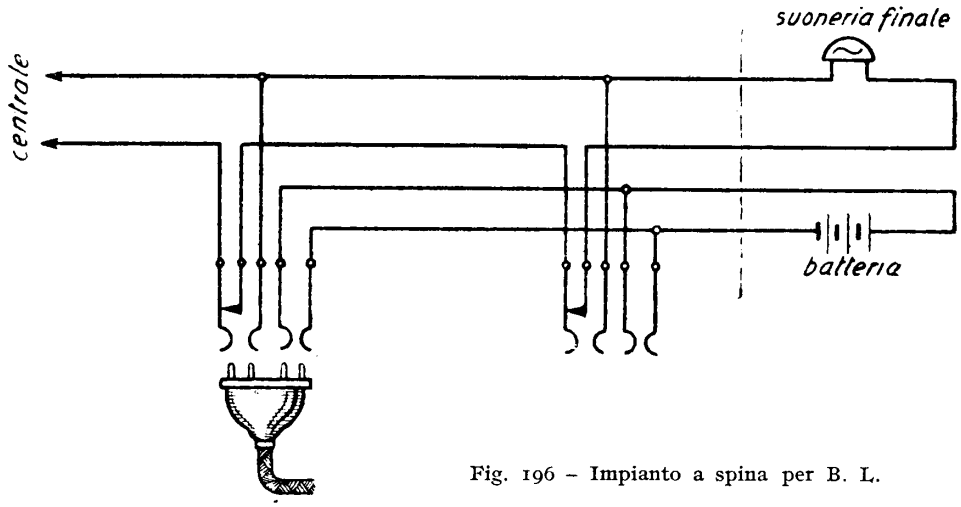


Fig. 196 - Impianto a spina per B. L.

La derivazione a spina può essere attuata anche negli impianti a B. L.; in questo caso (fig. 196) viene impiegata una spina a quattro poli, e la linea interna è in cavetto a quattro conduttori (due coppie).

119. Commutatore semplice a chiave. — Permette l'uso di una medesima linea urbana da parte di due apparecchi; mentre uno di questi è in servizio, l'altro è escluso attraverso la manovra di un commutatore a leva, a due posizioni stabili.

Una chiamata in arrivo agisce su quello dei due apparecchi che, al momento, trovasi inserito sull'urbana (fig. 197).

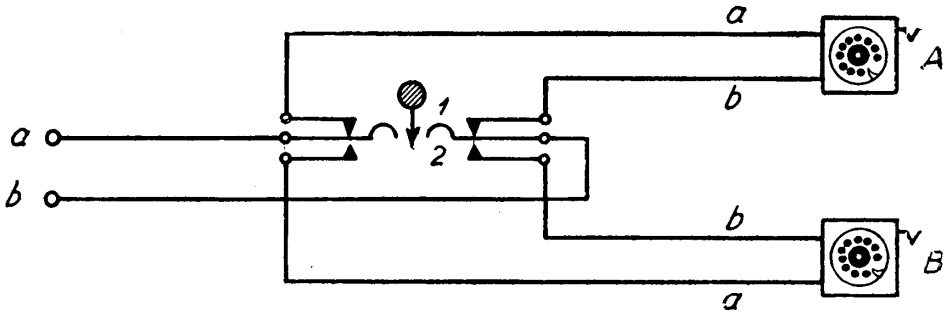


Fig. 197 – Commutatore a chiave semplice.

La « trasferta » dell'urbana dall'uno all'altro apparecchio, nel corso di una comunicazione, è possibile, ma con preavviso fra i due a voce od a mezzo di suoneria interna sussidiaria, indipendente dall'impianto telefonico.

Perchè il collegamento urbano non abbia a cadere durante la trasferta (nel caso di reti automatiche), i contatti che fanno capo al primo apparecchio non devono rilasciare fino a che quelli del secondo non siano venuti in presa (contatti trascinati).

120. Commutatore semplice a relè. — Dà analogo servizio del commutatore semplice; occorre azionare a mano la chiave solo per includere stabilmente sulla linea uno dei due apparecchi. È impiegato in reti a B. C. o B. C. A.

Considerando lo schema di fig. 198 appare chiaro il funzionamento:

— *chiamata uscente da uno dei due apparecchi*: sganciato il microtelefono si chiude il circuito: filo *a* di linea – morsetto *a* – contatto *II'* – relè *I* – circuito microfonico dell'apparecchio *1* – contatto *II''* – morsetto *b* – filo *b* di linea. La c. c. di alimentazione della centrale eccita il relè *I*; si aprono quindi i contatti *I'*, *I''* e rimane escluso l'apparecchio *2* per tutta la durata della comunicazione. In modo analogo funziona il relè *II* quando viene sganciato il microtelefono dell'apparecchio *2*;

— *chiamata in arrivo dalla centrale*: agisce su entrambe le suonerie in parallelo. Prende la comunicazione, distaccando l'altro dalla linea, il primo dei due apparecchi del quale si sgancia il microtelefono. La c. a. di chiamata non agisce sui relè *I* e *II*, perchè essi sono cortocircuitati da condensatori. I due relè sono di tipo ritardato a più di $^1/_{10}$ di secondo perchè non rilascino in corrispondenza delle interruzioni di corrente provocate dalla manovra del disco combinatore, e per evitare che impulsi arrivino alla suoneria dell'apparecchio coniugato, facendola trillare.

La chiave permette l'esclusione permanente di uno dei due apparecchi, come in un commutatore semplice.

121. Commutatore a relè con dispositivo di chiamata (fig. 199). — È costituito da una cassetta a muro collocata vicino all'apparecchio principale (quello al quale normalmente arrivano le chiamate), contenente un indicatore ottico di

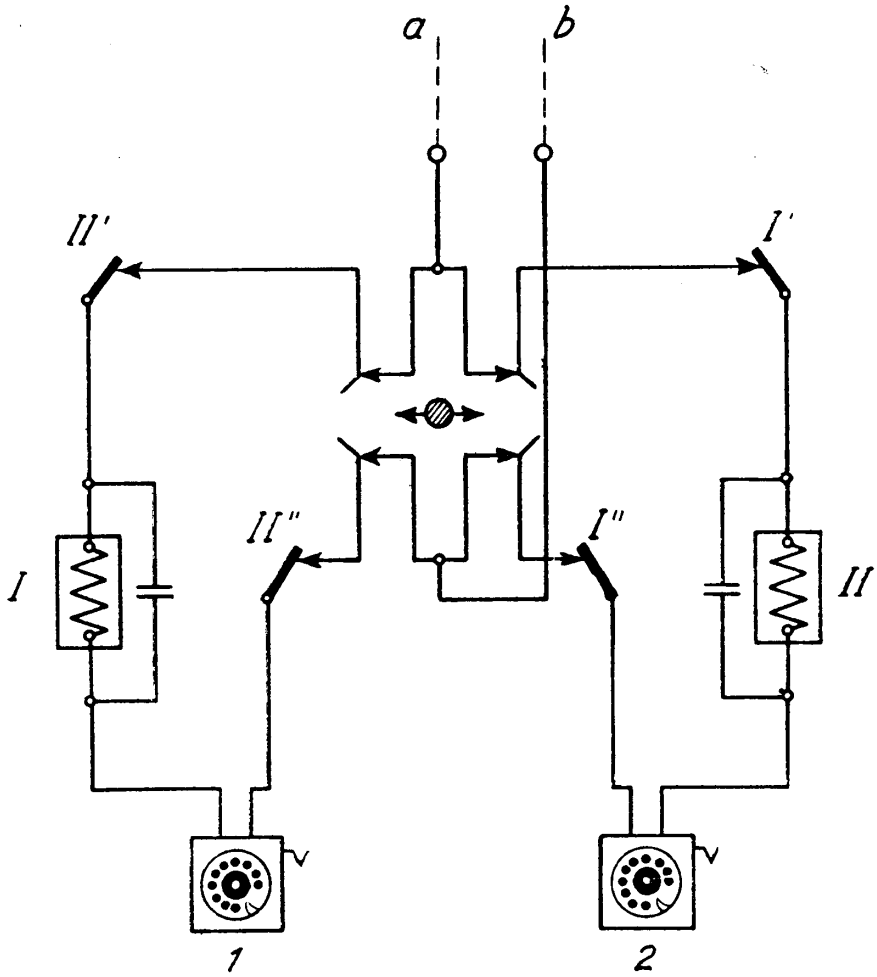


Fig. 198 - Commutatore a relè semplice.

linea occupata, due tasti *T* ed *S*, un cicalino a c. a., una chiave di commutazione *C* e tre relè *P*, *D*, *R*; da una seconda cassetta disposta nel locale dell'apparecchio derivato, con un trasformatore da campanelli, un cicalino a c. a. ed una chiave *U*; e da due apparecchi normali B. C. A., di cui uno — il derivato — munito di tastino *T*.

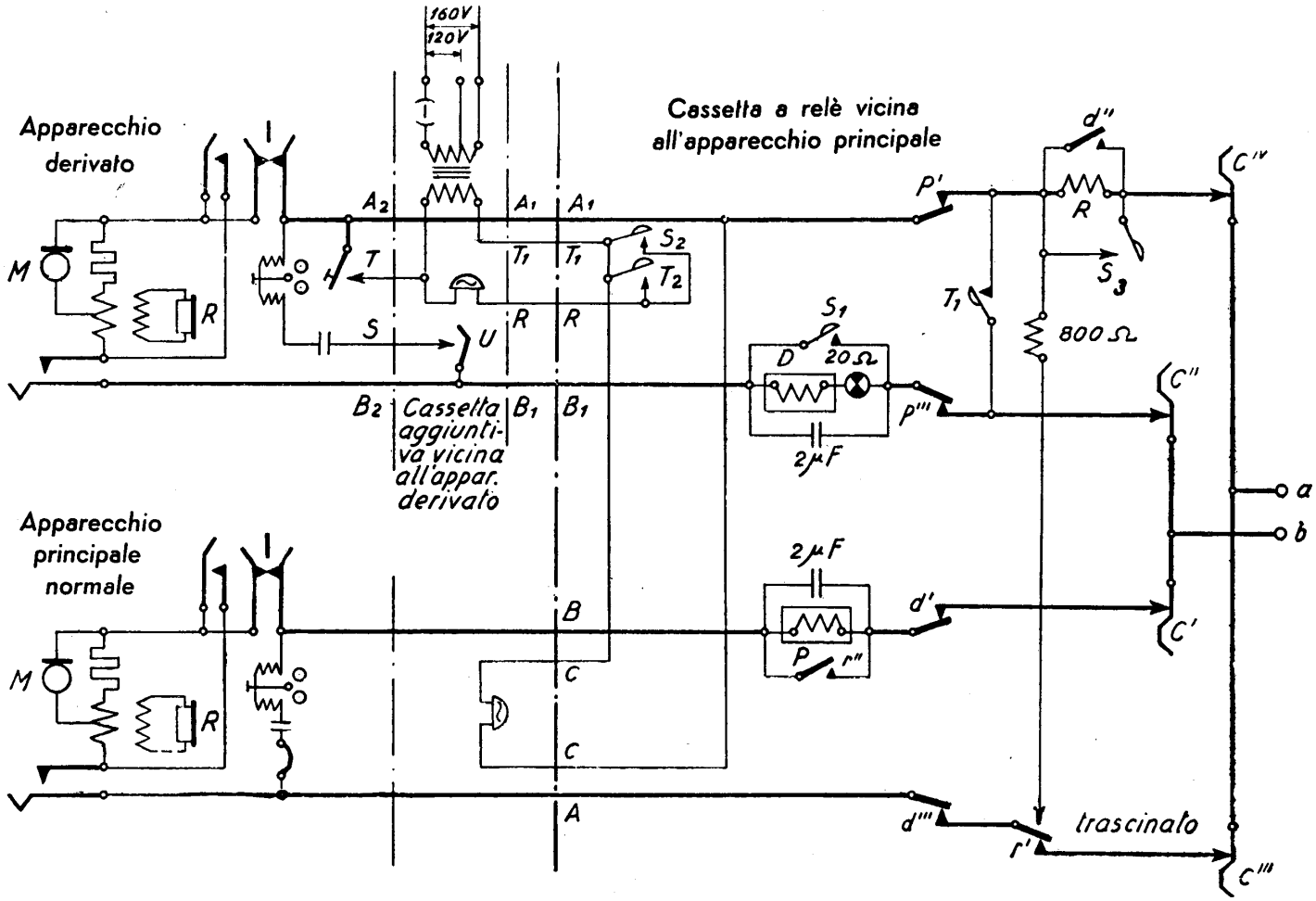


Fig. 199 – Commutatore a relè con dispositivo di chiamata.

Il funzionamento è il seguente:

— l'utente dell'apparecchio principale che vuol parlare solleva il microtelefono e prende la linea, mentre il funzionamento del relè P esclude l'apparecchio derivato;

— analogamente, quando è l'utente del derivato che vuol parlare il relè D esclude l'apparecchio principale; l'utente di questo è avvertito dell'occupazione della linea con il segnale ottico a croce di malta;

— quando il principale vuole operare la trasferta di una conversazione in corso, preme il proprio tastino e T_2 fa suonare il cicalino dell'altro apparecchio, mentre per la chiusura di T_1, il relè R attira e prepara la trasferta cortocircuitando con r'', P e rimanendo eccitato attraverso il contatto r' (che è trascinato per evitare che la comunicazione urbana cada); abbassa poi il microtelefono e la linea passa automaticamente da un apparecchio all'altro, che nel frattempo ha sganciato. Inversamente, quando il derivato vuol trasferire la comunicazione in corso all'apparecchio principale, preme il proprio tastino T, facendo suonare il cicalino di preavviso; il principale, allora, premendo il tastino S, provoca la caduta di D e l'attrazione di P, col che l'urbana viene portata sull'apparecchio principale;

— la chiamata entrante arriva, di regola, all'apparecchio principale, il quale, occorrendo, la trasferisce al derivato, con la manovra già vista. La chiamata può essere inviata anche al derivato, spostando il commutatore U.

La chiave C permette di escludere in permanenza l'uno o l'altro apparecchio.

122. Cassetta duplex. — Più che un impianto interno, il « duplex » è un sistema per aumentare il rendimento della rete. Ne trattiamo tuttavia in questo punto per la sua affinità col commutatore a relè.

Permette l'inserzione su di una unica linea di due abbonati distinti a traffico limitato (abitazioni) che però non possono comunicare fra loro. Consta di una cassetta con due relè e due condensatori che si colloca presso uno degli abbonati o, in appositi armadi, nelle cantine degli stabili.

Il funzionamento è analogo a quello del commutatore a relè. Come risulta dallo schema (fig. 200, che riporta il sistema per una centrale Siemens), quando uno dei due microtelefoni viene sganciato, si chiude il circuito in c. c. attraverso la terra, il relè U ed uno degli avvolgimenti del relè R in centrale. Con lo scambio del contatto U' si effettua il collegamento alla linea; con l'apertura di U'' la temporanea esclusione dell'abbonato associato.

La chiamata in arrivo dalla centrale è inviata dal S. L. tra un filo di linea e la terra, risultando distinta per ognuno dei due abbonati che hanno i due fili a e b invertiti. La numerazione di centrale è fatta in modo che i due apparecchi si distinguono per una cifra (generalmente quella dell'ultima selezione di gruppo — la terz'ultima — in modo che i selettori di linea appartengono a due diversi quadri). I pannelli di preselettori e di selettori di linea dei duplex, essendo di fabbricazione leggermente diversa, sono separati da quelli degli abbonati normali, per cui la trasformazione da abbonamento duplex in abbonamento normale necessita del cambio di numero.

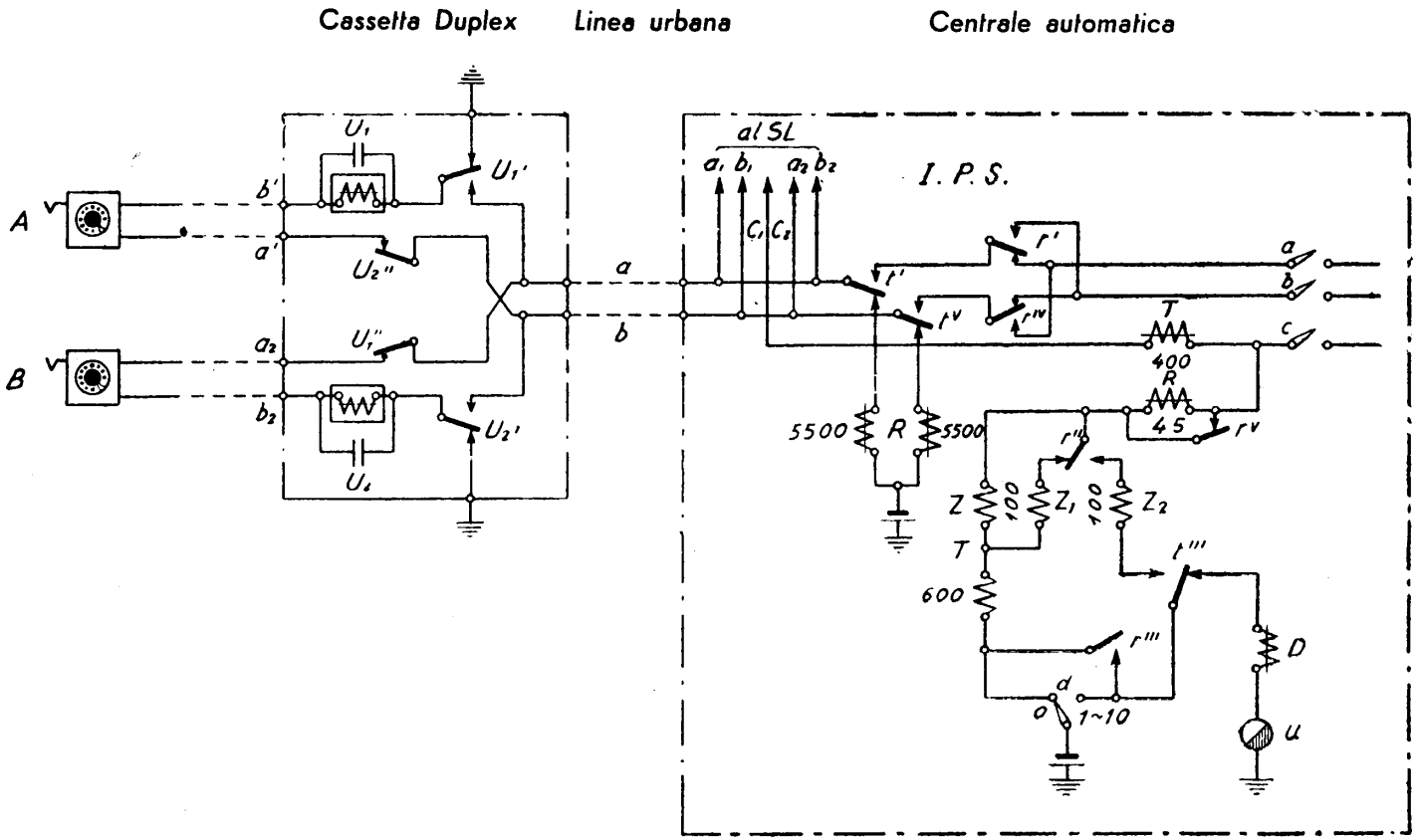


Fig. 200 – Collegamento duplex.

III. Impianti interni normali intercomunicanti.

123. Autocommutatore. — Ha un impiego limitato alle reti B. C. A. con centrali Siemens. L'impianto è costituito da un apparecchio di tipo speciale e da un derivato automatico normale. La linea urbana fa capo al primo di questi, l'autocommutatore propriamente detto.

I servizi che esso può svolgere, con la manovra di appositi tasti sono:

— comunicazione dell'autocommutatore con l'urbana;

— comunicazione del derivato con l'urbana;

— comunicazione interna fra i due apparecchi;

— comunicazione interna, tenendo impegnata l'urbana (*attesa in blocco*);

— *circuito notte*, cioè collegamento permanente dell'urbana sul derivato.

La corrente di alimentazione è quella della centrale, anche per la semplice comunicazione interna.

Questo tipo di impianto presenta alcuni inconvenienti:

— il regolare funzionamento è legato alla qualità della presa di terra locale;

— la manutenzione è abbastanza onerosa perchè la parte meccanica dell'apparecchio speciale è delicata e soggetta a facili guasti;

— la centrale viene impegnata anche quando i due apparecchi sono in intercomunicazione.

Per tali ragioni è stato ormai quasi completamente sostituito da sistemi più convenienti, che assicurano i medesimi servizi pur presentando una maggiore sicurezza di funzionamento. Trascuriamo di descrivere lo schema.

124. Impianto intercomunicante Fatme 1+1. — L'impianto è costituito da due apparecchi molto simili fra loro, non solo nell'aspetto ma anche come disposizione interna degli organi (fig. 201). Può essere collegato a qualsiasi tipo di centrale automatica. Ha buoni requisiti di funzionamento, pur presentando i seguenti inconvenienti:

a) richiede, per il collegamento interno, circuiti a 4 fili;

b) anche l'apparecchio derivato è di tipo speciale, perciò più costoso;

c) necessita — per l'intercomunicazione — di una sorgente locale di energia (che generalmente è un piccolo raddrizzatore collegato alla rete di illuminazione).

Le varie operazioni (occupazione d'urbana, risposta all'urbana, chiamata interna, blocco, richiamata, trasferta) [1], si compiono con la manovra di pulsanti

---

[1] A migliore chiarimento anche dei numeri seguenti si tenga presente che:

— l'operazione di *occupazione di urbana* è quella mediante la quale un apparecchio impegna la linea verso la centrale e ne dispone per la chiamata di un abbonato della rete;

— la *risposta all'urbana* è l'operazione mediante la quale, quando la suoneria di linea squilla, un apparecchio si inserisce sulla linea verso la centrale;

— la *chiamata interna* è quella che apparecchi dell'impianto interno possono inviarsi a vicenda;

— il *blocco* è l'operazione mediante la quale la linea verso la centrale, dopo essere stata

inseriti sugli stessi apparecchi: un tasto d'urbana rosso *U*, ad una posizione stabile ed un tasto di interna bianco *I*, a due posizioni, di cui solo la prima stabile.

Il servizio si svolge nel seguente modo:

— *chiamata da apparecchio principale a derivato e viceversa*: premendo a fondo il tasto bianco *I* (a due posizioni) si chiude il circuito che pone in funzione i ronzatori, quello proprio e quello dell'altro apparecchio; si prepara il circuito microfonico locale comprendente i due microfoni in serie; e si provoca l'accensione della lampadina *L* di spia nell'apparecchio principale. La linea urbana resta chiusa sulla suoneria dell'apparecchio principale, in modo che può essere sempre ricevuta una chiamata;

— *impegno linea urbana*: premendo il tasto rosso *U*, l'apparecchio principale si include sui due fili di linea e contemporaneamente mette in corto circuito l'apparecchio derivato; invece premendo il tasto rosso *U*, l'apparecchio derivato si inserisce sulla linea e fa accendere la lampada spia sul principale, al quale resta la possibilità, volendo, di includersi sulla comunicazione in corso e continuarla lui;

— *comunicazione interna con impegno d'urbana*: premendo a metà corsa il tasto *I* (posizione stabile) la linea urbana si chiude sull'avvolgimento della suoneria, rimanendo così in attesa, mentre si svolge la comunicazione interna. Quello dei due utenti che preme il tasto rosso *U* riprende la comunicazione urbana. L'abbassamento della forcella porta i tasti a riposo.

È data anche la possibilità al derivato di ricevere direttamente le chiamate urbane, con l'aggiunta di una suoneria supplementare, inseribile a volontà (chiave *IS*).

Completa l'impianto il dispositivo di alimentazione per la comunicazione interna, costituito da un piccolo raddrizzatore ad ossido, che viene collegato alla rete urbana di energia, e da un filtro della corrente raddrizzata (condensatore elettrolitico e bobina). Il consumo di energia è praticamente trascurabile.

125. Impianto intercomunicante STET 1+1. — Gli apparecchi Fatme, pur dando un servizio soddisfacente, hanno un congegno meccanico di collegamento dei tasti e della forcella che è soggetto a guastarsi e ciò rende piuttosto onerosa la loro manutenzione.

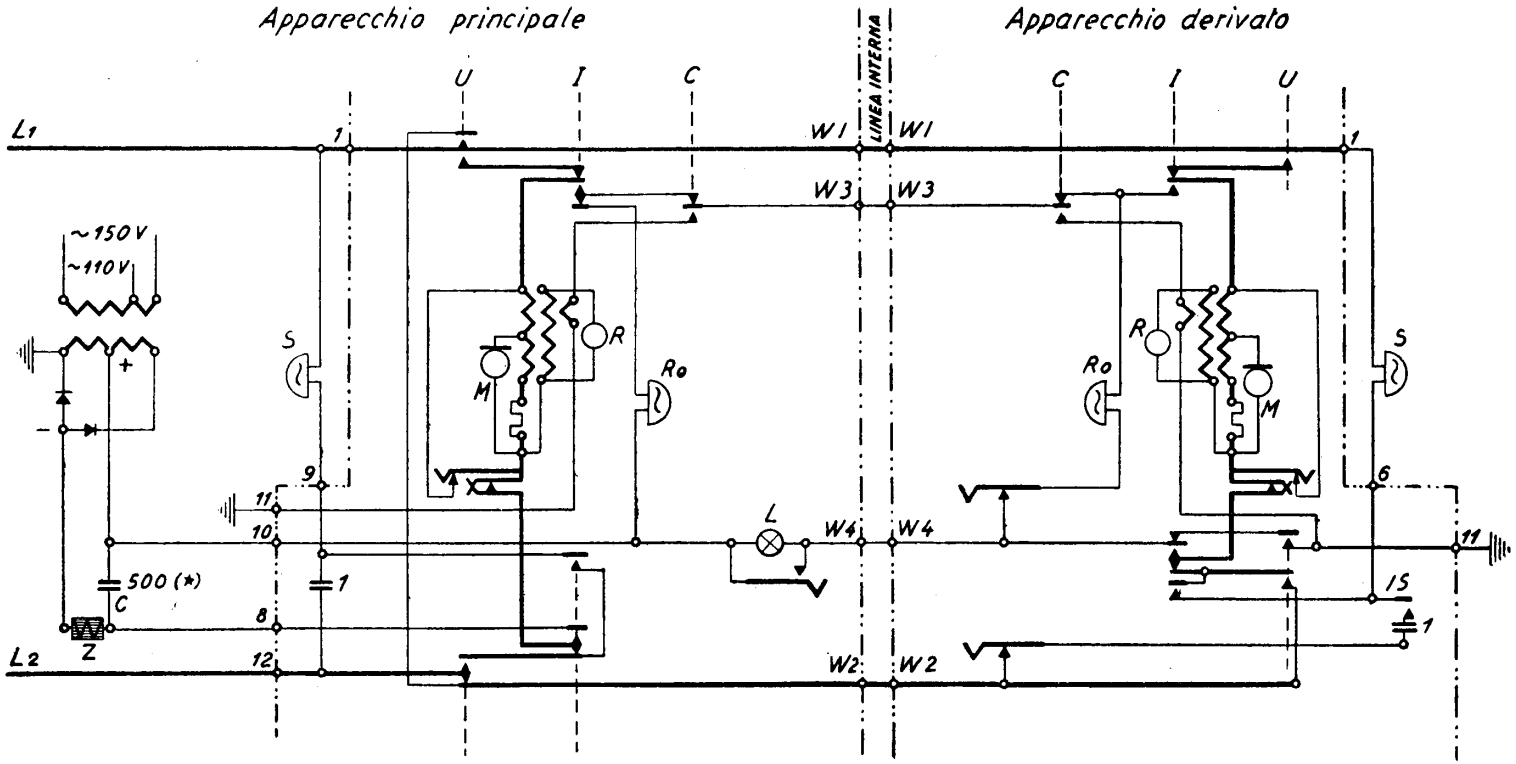
È stato perciò studiato un dispositivo che permette l'impiego di due apparecchi normali B. C. A., ai quali sono aggiunti due tastini (instabili) ed una lampadina spia, in aggiunta ad una cassetta a relè. Il dispositivo fornisce i medesimi servizi del Fatme e ha, rispetto a questo, l'inconveniente di abbisognare, per il collegamento fra cassetta ed apparecchi, di una linea a 6 coppie. Tale inconve-

---

occupata, viene mantenuta in attesa (senza che i circuiti di centrale già impegnati abbiano a cadere) per poter disimpegnare temporaneamente l'apparecchio, onde attuare una comunicazione interna (per es., per assumere un'informazione);

— la *richiamata* è l'operazione mediante la quale, dopo avere eseguito il blocco, si può riprendere la conversazione già interrotta con la linea urbana;

— la *trasferta* è l'operazione di trasferimento della linea urbana, già impegnata, da un apparecchio interno ad un altro, a volontà del primo.



U – Molle del tasto della linea urbana (tasto rosso).
I – Molle del tasto della linea interna (tasto bianco).
C – Molle del tasto *I* (azionate in fondo corsa) per le chiamate interne.
Ro – Ronzatori per corrente alternata (a lamina vibrante).
S – Suonerie polarizzate normali.
IS – Interruttore suoneria derivata.
(*) – Condensatore elettrolitico Ducati μF *500*. V. max. *10*.

Fig. 201 – Impianto Fatme 1 + 1.

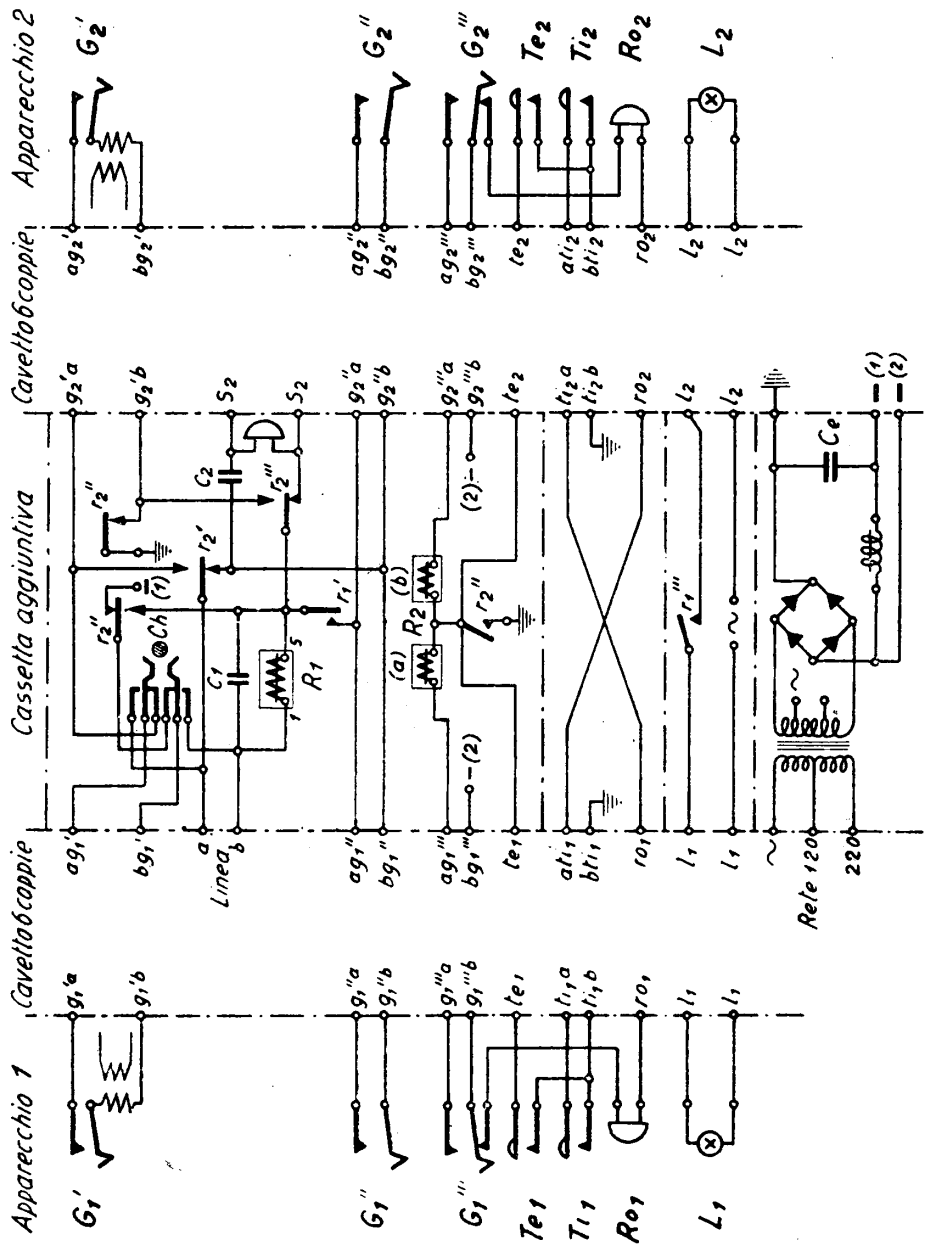


Fig. 202 – Impianto Stet 1 + 1.

niente è però limitato per il fatto che, nella maggioranza di questi impianti, i due apparecchi sono in due stanze contigue o molto vicine.

Il funzionamento (fig. 202) è il seguente:

— *chiamata uscente*: l'uno dei due utenti che desidera la linea urbana preme il tastino T_e (rosso) dopo aver sollevato il microtelefono. Il relè R_2 (differenziale) è percorso da corrente in un semiavvolgimento ed attrae, rimanendo attratto attraverso r''_2. Per lo scambio di r'_2 ed r''_2 la linea urbana viene collegata all'apparecchio. Si accende in entrambi gli apparecchi la lampada spia;

— *chiamata entrante*: squilla la suoneria della cassetta aggiuntiva (presso uno dei due apparecchi) e, volendo, anche una seconda suoneria sussidiaria collegata ai morsetti S_2, e posta presso l'altro apparecchio. Il primo dei due che solleva il microtelefono e preme il tastino d'urbana si collega alla linea e risponde;

— *chiamata interna*: il n° 1 preme il tasto bianco (T_i) e fa suonare il ronzatore presso il n° 2. Quindi solleva il microtelefono. Quando l'altro solleva, il collegamento fra i due è effettuato; i microfoni sono alimentati in serie;

— *blocco d'urbana e trasferta*: un utente che sta parlando con l'urbana (dopo avere chiamato od essere stato chiamato) può mettere in attesa la linea esterna premendo il tasto bianco T_i; al sollevamento dell'altro microtelefono anche il secondo avvolgimento di R_2 è percorso dalla corrente, per cui R_2 (attratto non appena è stato effettuato il collegamento d'urbana) si diseccita, ristabilendo il ponte per la conversazione interna (r'_2 ed r''_2 in posizione di riposo). L'urbana non cade, perchè il passaggio della corrente di linea aveva precedentemente eccitato R_1 e preparato il circuito di blocco: filo a – r'_2 – gancio – r'_1 – avvolgimento R_1 – filo b, che trattiene la linea urbana in attesa.

Alla fine della comunicazione interna, l'urbana può essere ripresa dal primo, od essere trasferita al secondo apparecchio: ciò avviene automaticamente appena uno dei due riappoggia il microtelefono; infatti il contatto G''' del gancio apre il circuito di uno dei due avvolgimenti di R_2; questo si rieccita, e la linea viene collegata all'abbonato che è rimasto con il microfono sollevato. L'operazione può essere ripetuta un numero qualunque di volte.

IV. Impianti interni speciali.

126. Impianti intercomunicanti. — Hanno vastissima diffusione perchè realizzano completamente il servizio richiesto dalle piccole e medie aziende.

Rispetto al sistema della comunicazione interna si distinguono in tre categorie:

a) a linea comune;
b) a semplice filo;
c) a doppio filo.

a) *Impianti a linea interna comune* (fig. 203). — È il sistema più semplice; in esso tutti gli apparecchi sono in parallelo sui due fili di linea (linea comune). Ciò permette a ciascuno di essi l'ascolto della comunicazione stabilita fra altri due. In genere gli impianti sono a tre apparecchi (impianto trittico), od anche più, fino ad un massimo di cinque.

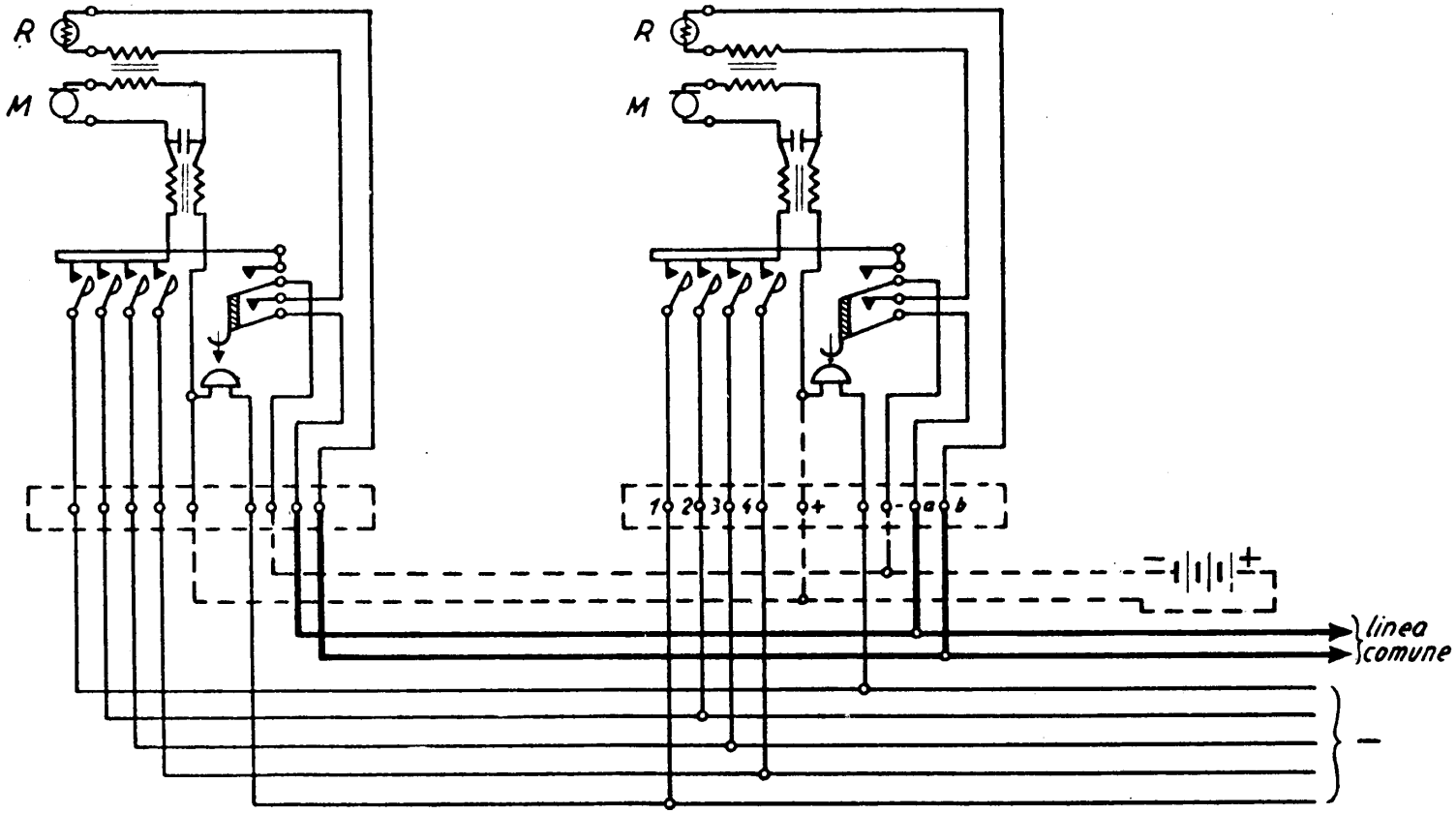


Fig. 203 - Impianto intercomunicante a linea comune.

Anche l'alimentazione è fornita, attraverso derivazioni, da una unica batteria. Il microfono è alimentato soltanto a gancio sollevato (il quale chiude anche il circuito di linea sul ricevitore) ed il circuito di alimentazione è distinto da quello fonico. Infatti la corrente microfonica circola in un circuito locale che si chiude attraverso il condensatore del ponte d'alimentazione e viene traslata in linea attraverso la bobina d'induzione. Per la chiamata sono usate suonerie a c. c., azionate da pulsanti appositi. Un unico filo di chiamata è necessario per ogni apparecchio.

b) *Impianti a semplice filo* (figura 204). — Non se ne costruiscono ormai più, ma ancora ve ne è un notevole numero in servizio.

Gli apparecchi possono comunicare due a due fra loro. L'interconnessione è ottenuta con l'azionamento di appositi tasti.

L'alimentazione è a B.L., d'onde la necessità che ogni apparecchio sia fornito di pile; si usa anche l'alimentazione in parallelo con batteria unica centrale. Il circuito di chiamata e di conversazione è realizzato tra un filo comune ed uno particolare per ogni apparecchio.

I tasti sono a due posizioni: una stabile a metà corsa, che serve per realizzare il circuito di conversazione; ed una instabile, in fine corsa, che serve ad inviare la chiamata. L'abbassamento della forcella riporta a posto il tasto abbassato.

c) *Impianti a doppio filo* (figura 205). — Sono utilizzati in

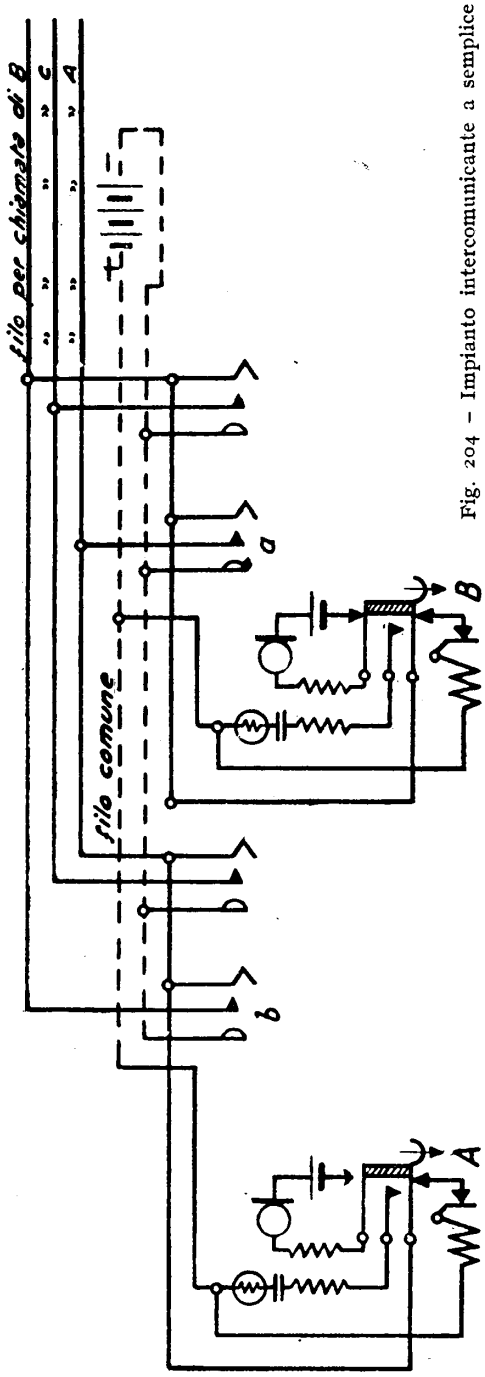


Fig. 204 - Impianto intercomunicante a semplice filo.

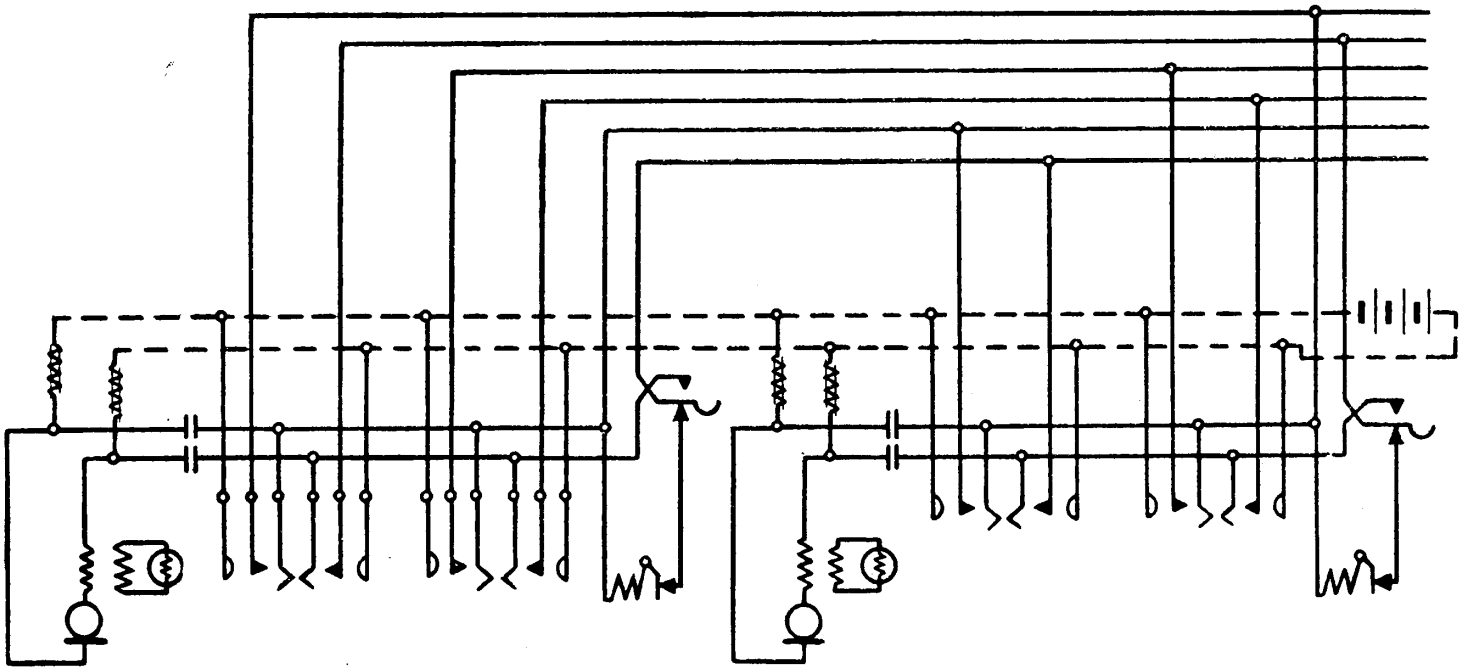


Fig. 205 – Impianto intercomunicante a doppio filo.

installazioni di una certa importanza e si costruiscono fino ad un massimo di dieci comunicazioni interne. L'alimentazione microfonica è a B. C., come in ogni apparecchio automatico. Tali impianti comportano una rete di collegamento con numerosi fili che li rende molto costosi, specie quando l'impianto sia esteso su una superficie vasta. L'alimentazione è ottenuta con batterie a 12 volt (talora anche 8 volt).

Gli impianti intercomunicanti possono anche allacciarsi ad una o più linee urbane. Disposizioni legislative fissano che il numero di tali linee sia limitato ad un massimo di due e che per ognuna di esse non vi siano oltre cinque derivati. Di qui la corrente classificazione degli apparecchi intercomunicanti a mezzo di due numeri, di cui il primo indica il numero delle linee urbane collegate, ed il secondo il numero dei derivati (1-5; 2-5; 2-10).

I collegamenti col circuito d'urbana possono essere realizzati *in serie* ed *in derivazione*.

Le complicazioni di circuito in questi impianti derivano dalla necessità di mantenere la segretezza nelle comunicazioni. Essa si può ottenere sia segnalando l'avvenuta occupazione della linea urbana con un segnale ottico riportato su tutti gli apparecchi, sia stabilendo dei contatti di avvenuta inserzione.

Per il tipo *in derivazione* il segreto è ottenuto col dispositivo di *blocco* che può essere *assoluto* o *relativo*.

La distribuzione dell'urbana in parallelo però è poco pratica ed è usata soltanto in casi particolari.

Nella distribuzione *in serie* il blocco è automatico per tutti gli apparecchi che seguono quello in collegamento urbano (ma non per quelli che lo precedono).

Rientrano in questi tipi gli impianti SITI e quelli SIEMENS-REIHA (figg. 206 e 207) e REIPOS (figg. 208 e 209).

Per l'alimentazione negli impianti intercomunicanti, generalmente si adoperano le normali pile da B. L.; però, data la non elevata capacità, il loro uso è limitato ai piccoli impianti.

Per gli impianti estesi è ormai generalizzato l'impiego di accumulatori (12 volt), caricati da raddrizzatori in tampone. La manutenzione risulta alquanto gravosa, perchè l'accumulatore è organo delicato, che abbisogna di sorveglianza e rigenerazione periodica.

Ultimamente si è esperimentata, con buoni risultati, l'alimentazione diretta dalla rete in c. a., raddrizzata e livellata. Unico inconveniente è la sospensione del servizio interno quando venga a mancare la tensione di rete.

127. Impianti a centralino. — Se l'impianto interno deve avere una potenzialità maggiore di dieci apparecchi o più di due linee urbane collegate, si ricorre all'uso dei centralini.

È anzi tendenza moderna sostituire gli impianti intercomunicanti con quelli a centralino, poichè questi ultimi richiedono una rete meno costosa, costituita da cavetto normale ad una coppia e presentano sicurezza nella messa in opera e nella regolarità di esercizio.

I centralini possono essere: *manuali* od *automatici*.

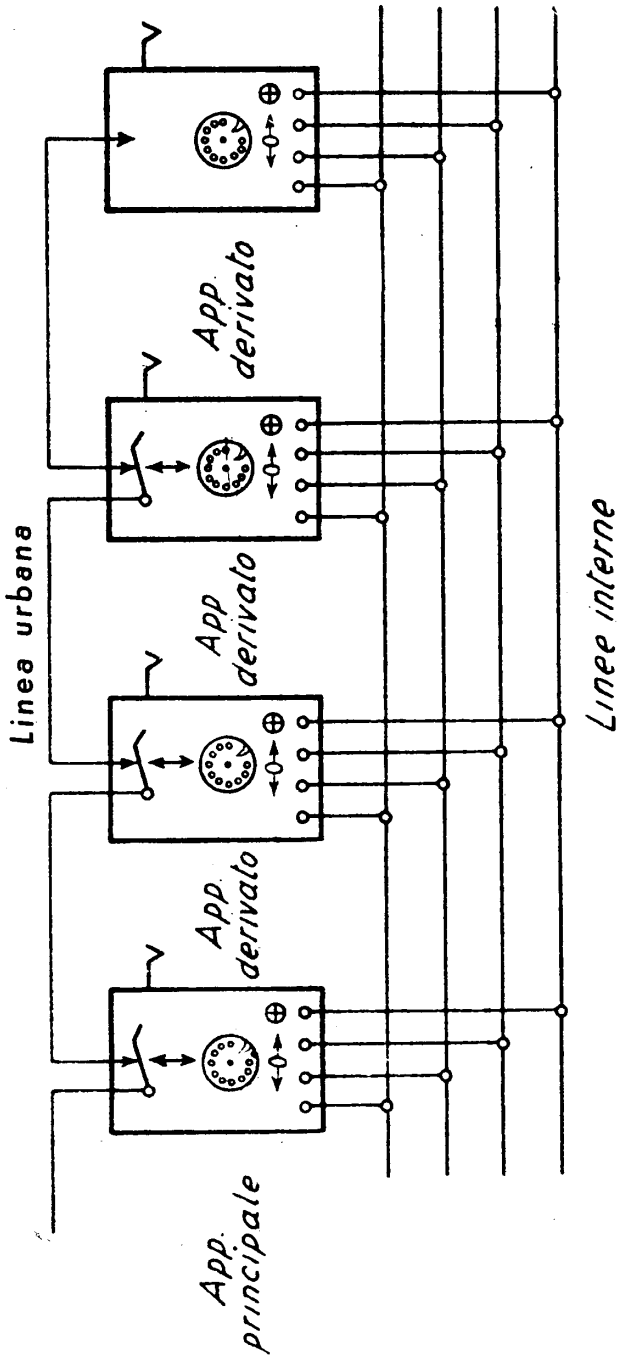


Fig. 206 – Impianto intercomunicante Siemens-Reiha.

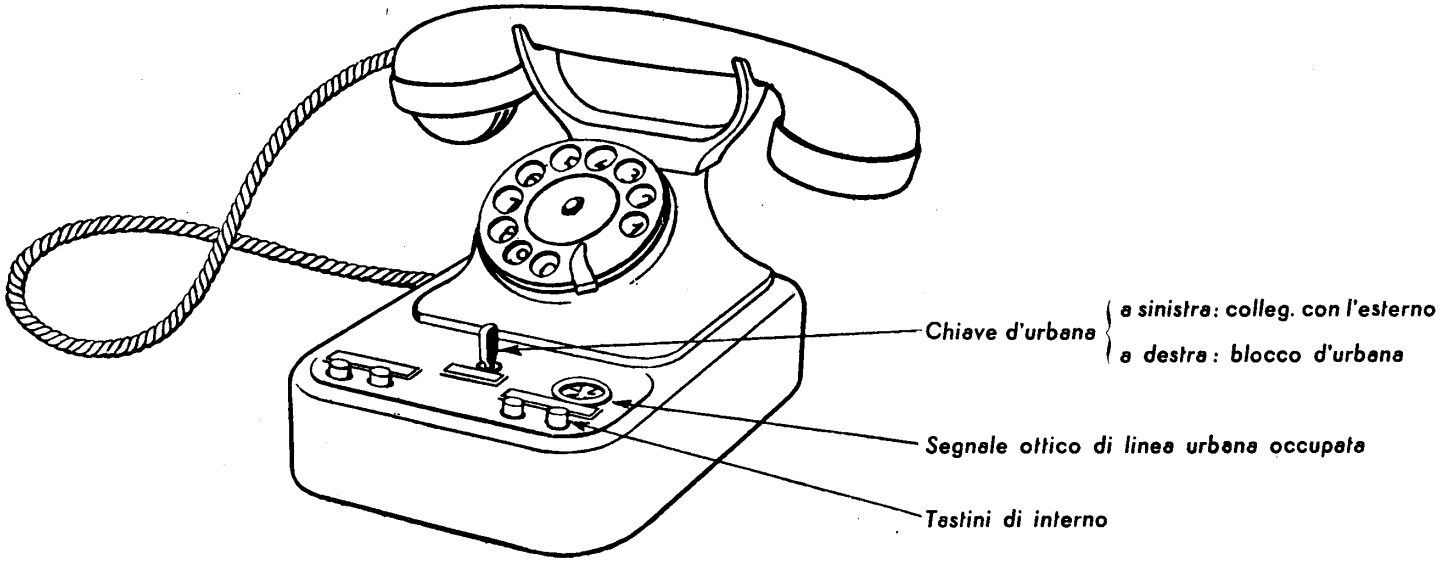


Fig. 207 – Apparecchio Siemens-Reiha.

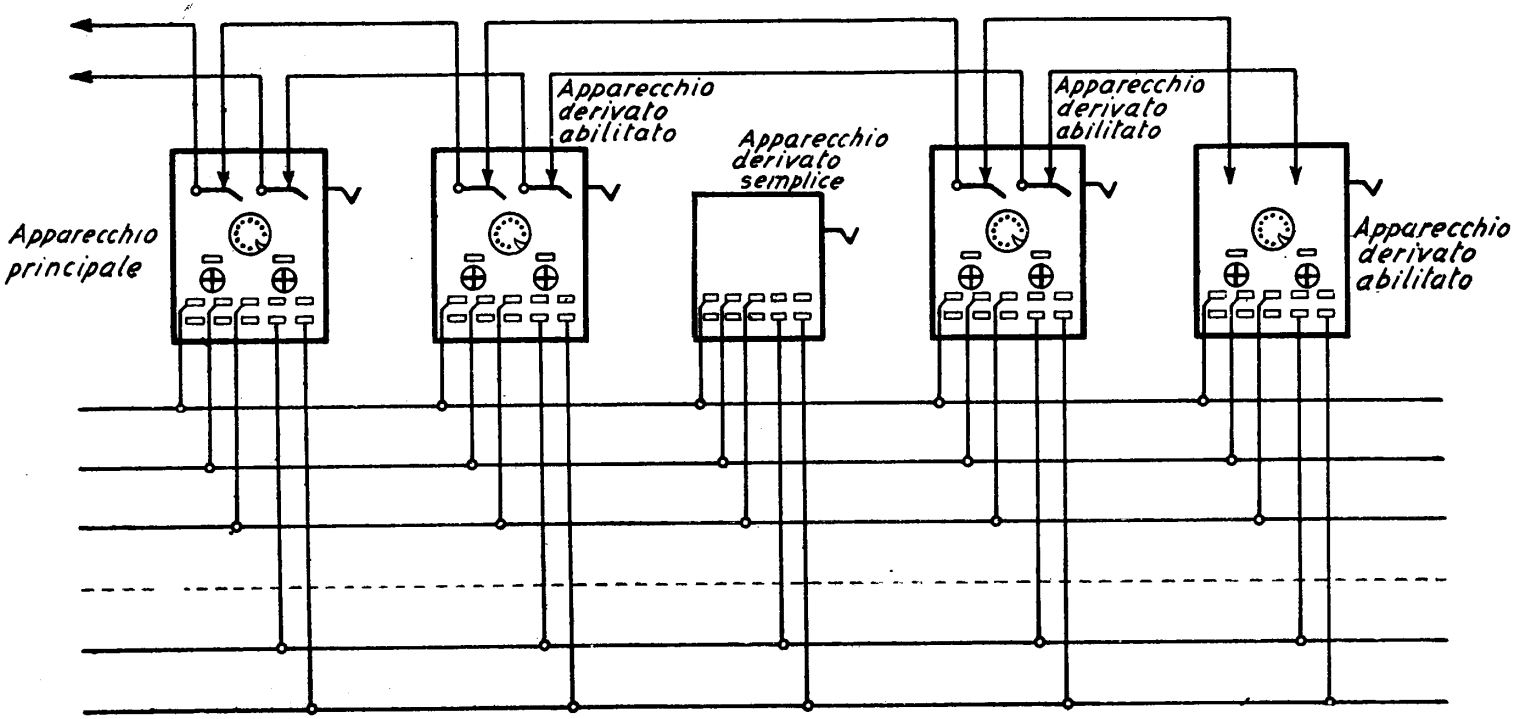


Fig. 208 - Impianto intercomunicante Siemens-Reipos.

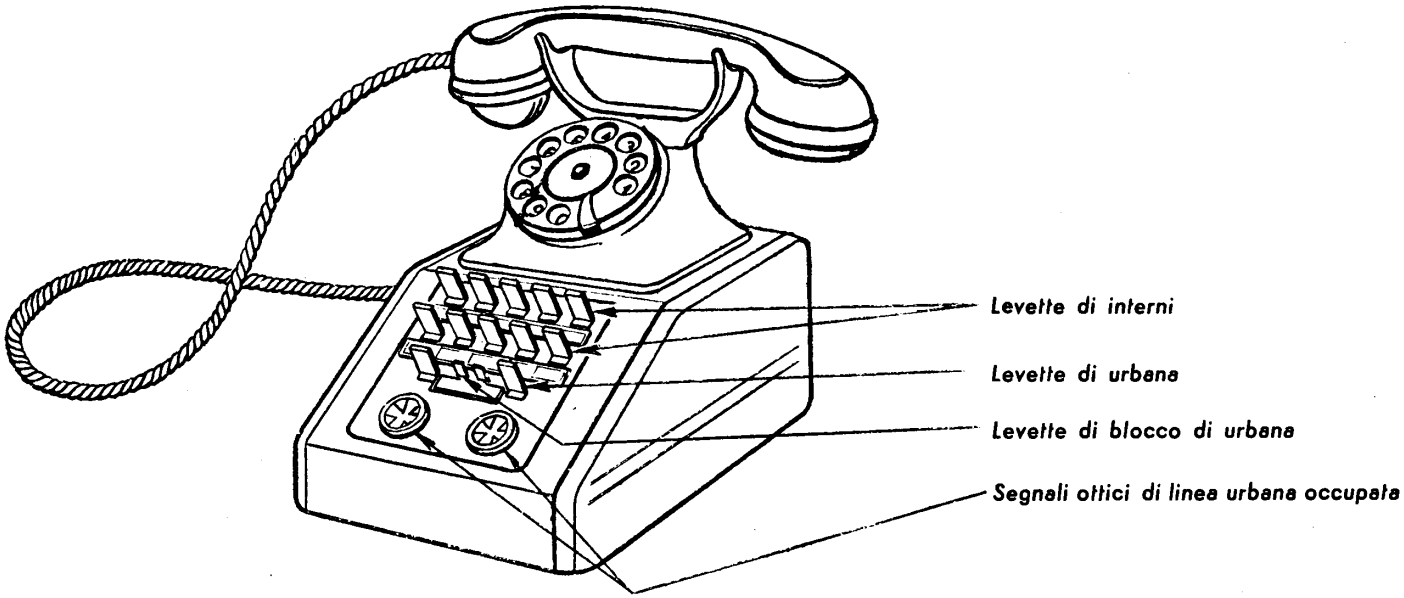


Fig. 209 - Apparecchio Siemens-Reipos.

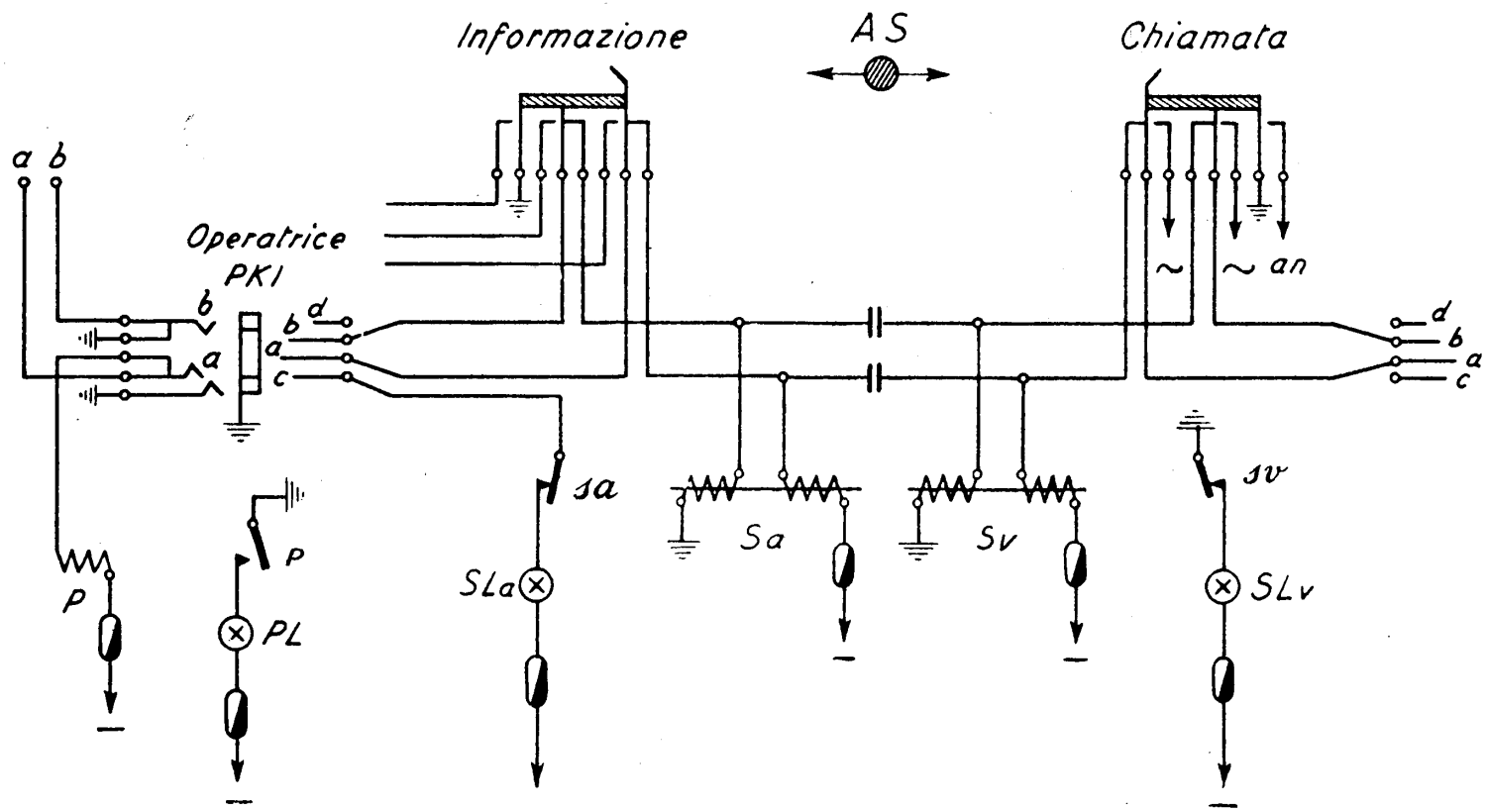


Fig. 210 - Schema bicordo servizio interno Fuld.

a) *Centralini manuali.* — Rappresentano il primo tipo meno moderno.

I centralini a B. L., pur essendo semplici e robusti e necessitando di poca manutenzione, vengono impiegati solo per usi speciali e come impianti di riserva, quando si debba provvedere alla sollecita sostituzione dell'impianto principale a B. C. in caso di guasti (impianti militari e analoghi).

Questi tipi di centralini sono del tutto simili al tavolo Standard a suo tempo descritto.

I centralini a B. C. sono molto diffusi e, in alcuni casi, insostituibili, per es., negli impianti dove all'operatrice è affidata la contabilizzazione delle chiamate,

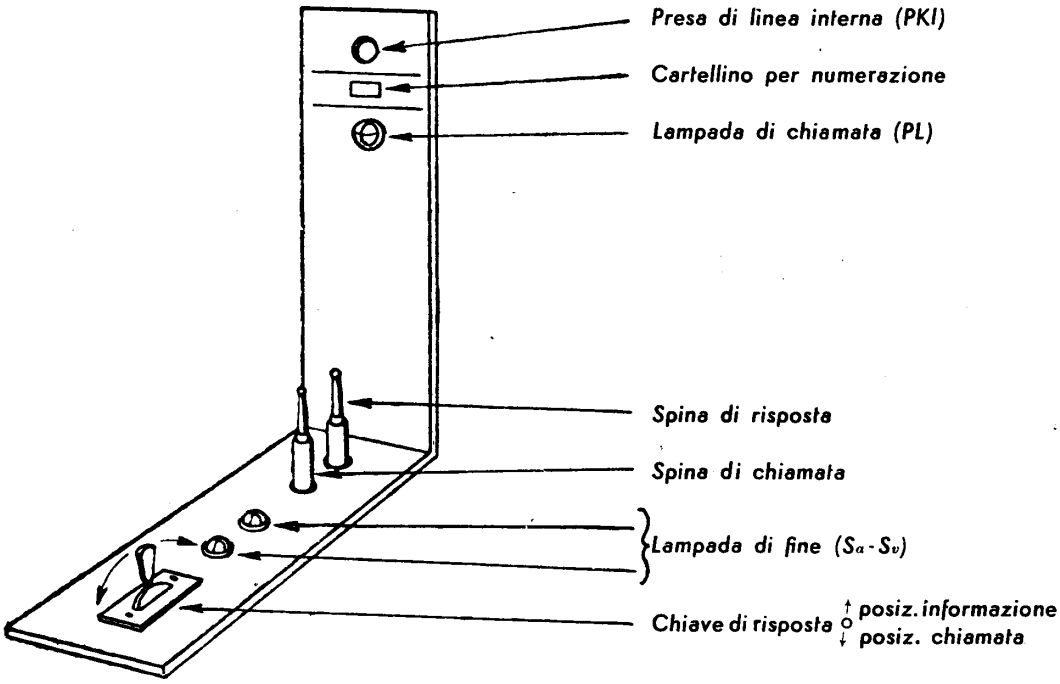


Fig. 211 – Elemento del tavolo B. C. Fuld – servizio interno.

o mansioni di segreteria (alberghi, sanatori, ecc.). Questi centralini, che possono essere normali o a servizio celere, riproducono in linea generale il circuito della centrale a B. C., con qualche maggiore complessità, in relazione alle maggiori prestazioni richieste. Infatti, oltre al servizio interno, il centralino deve assicurare anche il servizio con l'urbana e fornire, infine, alcuni servizi speciali, come la *richiamata,* cioè la possibilità per un apparecchio, che è già in conversazione, di poter chiamare il centralino, senza interrompere la precedente comunicazione.

Tale possibilità interessa, in modo particolare, i collegamenti fra l'urbana ed un interno.

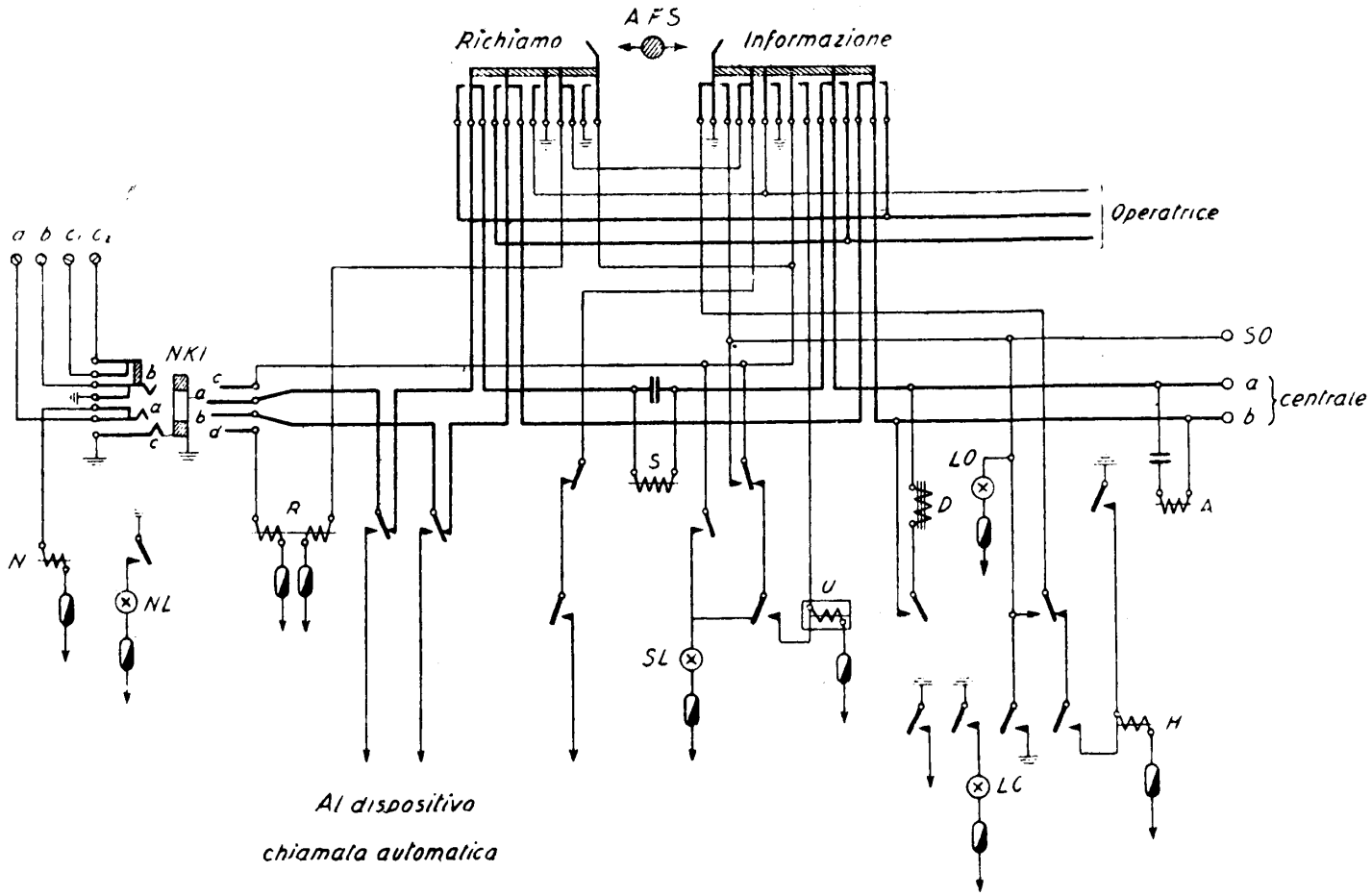


Fig. 212 – Schema monocordo servizio urbano Fuld.

Nei centralini manuali le comunicazioni interne sono stabilite a mezzo di bicordi, quelle con l'urbana a mezzo di monocordi, per rendere il servizio più celere (l'estremo del monocordo è già collegato permanentemente con una linea urbana).

Nella fig. 210 è riportato, a titolo di esempio, il *circuito di un bicordo* della fabbrica « Fuld », per servizio interno, mentre la fig. 211 rappresenta un segmento del tavolo in corrispondenza al bicordo. La chiave principale è a tre posizioni, del tutto analoghe a quelle di un tavolo di centrale B. C.; l'utente dispone di un apparecchio con tastino premendo il quale può mettere a terra il filo *a* per la richiamata: si eccita, infatti, il relè *P* e, chiudendosi il contatto *p*, la lampada di chia-

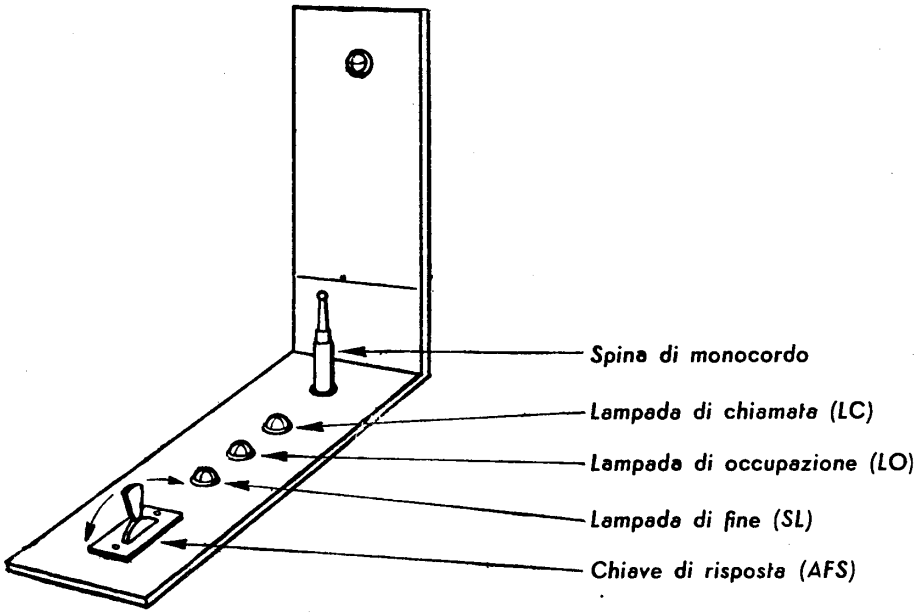


Fig. 213 – Elemento del tavolo a B. C. Fuld - servizio urbano.

mata *PL* si accende tutte le volte che il tastino viene premuto. Ciò richiama l'attenzione dell'operatrice che, portando la chiave in avanti, può includersi nel bicordo e conversare con l'utente. La fig. 212 riporta, invece, il *circuito di un monocordo* per servizio di linea urbana, del medesimo tavolo «Fuld», e la fig. 213 la sezione del tavolo.

Si notino le tre lampade associate al monocordo, oltre alla solita chiave principale. La lampada di chiamata *LC* (generalmente bianca) si accende quando l'arrivo di una chiamata dall'esterno provoca l'attrazione di *A* e di *H*. Con lo spostamento della chiave in posizione « informazione » la lampada *LC* si spegne.

La lampada *LO* (verde) è la lampada di controllo dell'occupazione della linea urbana, e rimane accesa anche dopo lo spostamento della chiave, fin tanto che la linea urbana non venga disimpegnata.

La lampada *SL* (rossa) è la lampada di fine e si accende quando l'utente interno riappende.

b) *Centralini automatici.* — Per quanto si riferisce alle comunicazioni interne, i centralini automatici permettono il collegamento fra due apparecchi interni qualunque, senza l'intervento dell'operatrice.

Hanno pertanto una grande analogia con le sorelle maggiori, le centrali automatiche. La selezione è ottenuta a mezzo di selettori (il più sovente di tipo a semplice rotazione) e di relè.

Gli apparecchi sono del tipo B. C. A. con disco combinatore, e quelli che possono parlare con la rete urbana (cosiddetti *apparecchi abilitati*) sono provveduti di un tastino di richiamata.

Si hanno, come per le centrali maggiori, due tipi fondamentali di selezione:

a) a comando diretto o passo a passo (Siemens, Autelco, Fuld);

b) a comando indiretto o dinamotore (Ericsson, Fatme, Standard, Western).

Nel primo gli impulsi inviati dal disco comandano direttamente gli organi di selezione.

Nel secondo gli impulsi vengono immagazzinati in un « registro » il quale, a sua volta, comanda gli organi di selezione e li controlla.

Negli impianti interni piccoli e medi, il sistema generalmente preferito è il primo, anche dalle fabbriche che per centrali maggiori usano il comando indiretto. Ciò per il fatto che non si possono qui risentire i vantaggi del multiplo vasto.

Nei centralini automatici si distinguono tre gruppi essenziali di organi e precisamente:

— gli organi d'abbonato;

— gli organi di connessione, che permettono il collegamento fra due apparecchi e quello con le linee urbane. Per le ragioni ormai ben note, sono sempre una percentuale del numero di abbonati (generalmente intorno al 10 %) tale che, rispetto al traffico nelle ore di punta, sia assicurato un servizio soddisfacente;

— gli organi comuni (cioè generatori di chiamata, di tono, ecc.).

Tralasceremo l'esame di schemi e del funzionamento dei centralini automatici, sempre molto complesso anche se analogo a quello delle centrali automatiche.

Il collegamento di una linea interna a centralino automatico con la rete urbana può essere realizzato secondo vari sistemi.

Una prima soluzione è rappresentata dall'adozione di un centralino manuale intermediario per i collegamenti d'urbana, fra il centralino interno automatico e la centrale urbana.

Questa soluzione impone di passare attraverso l'operatrice tanto per avere la comunicazione urbana in uscita, quanto per quella entrante.

Volendo raggiungere automaticamente anche l'urbana, bisogna ricorrere ad altre soluzioni, fra cui le più comuni sono: il *centralino semiautomatico* ed il *centralino universale.*

Il *centralino semiautomatico* ha funzionamento sicuro e regolare, in associazione ad un centralino automatico.

Ove si voglia ovviare all'inconveniente di dover installare due distinti cen-

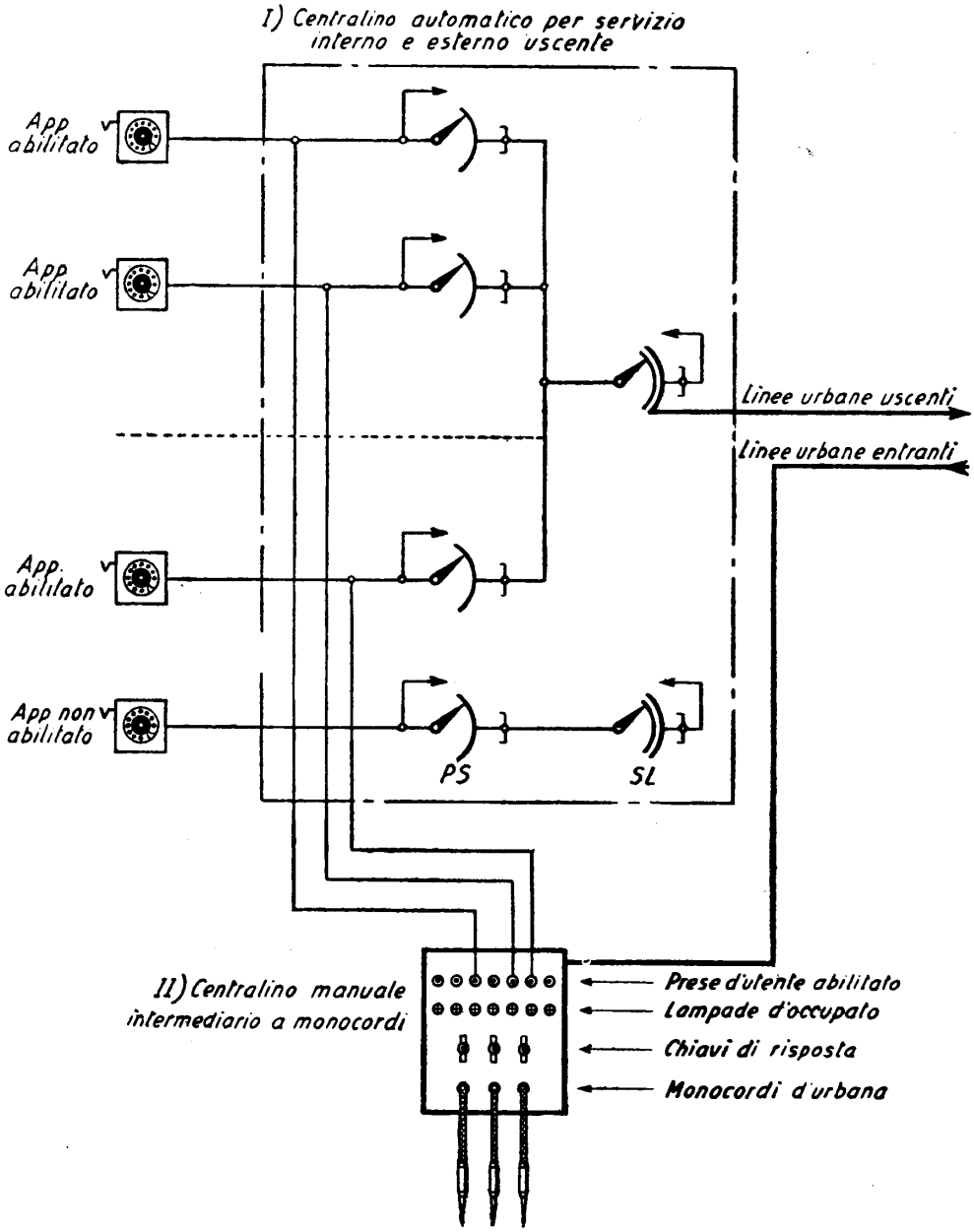
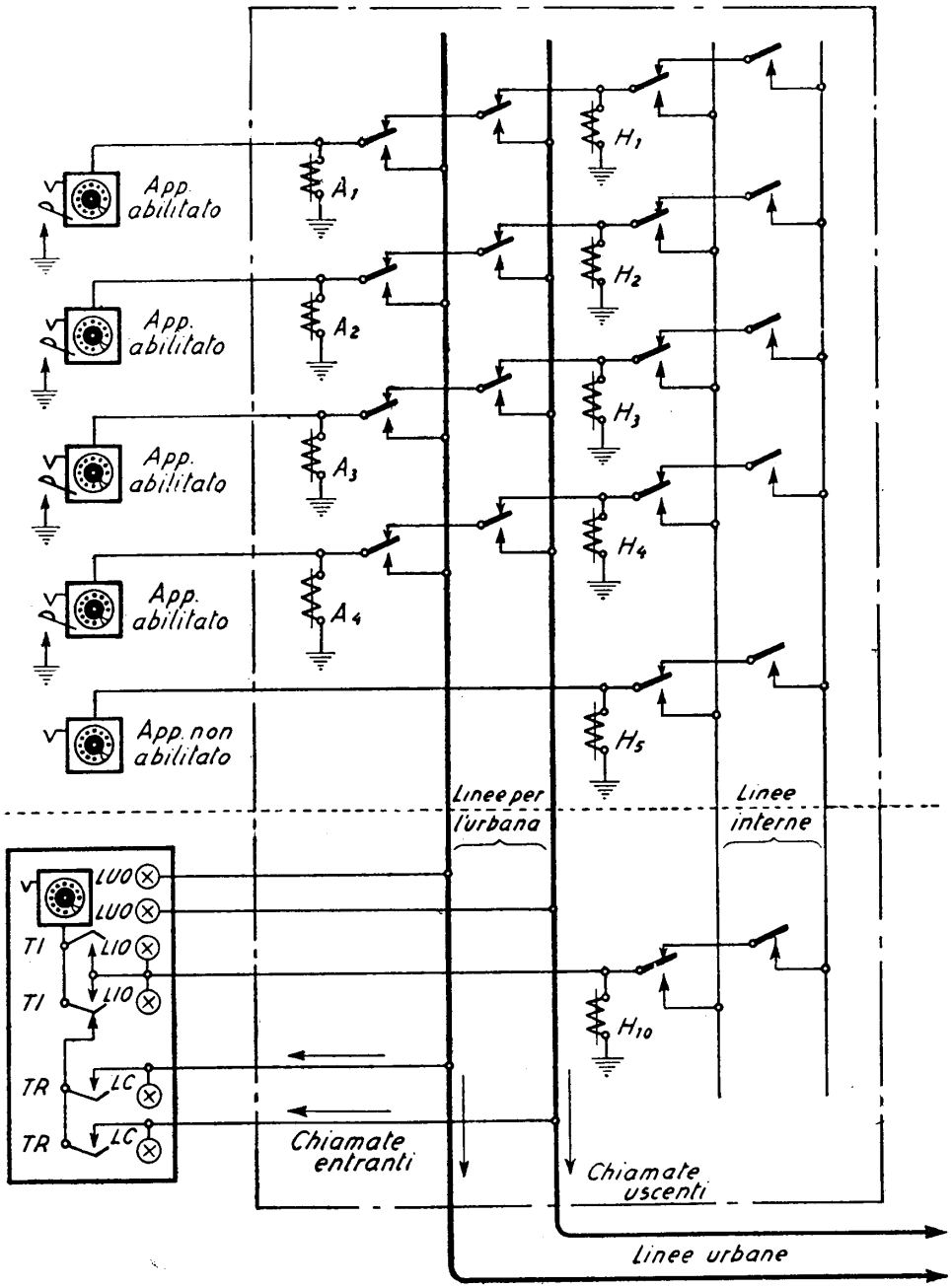


Fig. 214 - Schema di impianto interno semiautomatico.



(Nello schema sono indicate le vie di comunicazione, mancano gli organi di selezione e di rinvio dei segnali, anch'essi costituiti da relè). Servizio: due comunicazioni interne simultanee; due chiamate esterne simultanee (entranti, attraverso il posto di servizio; uscenti dirette), blocco, richiamata (interna ed urbana), trasferta interna, ecc.

Fig. 215 – Centralino a relè 2/10.

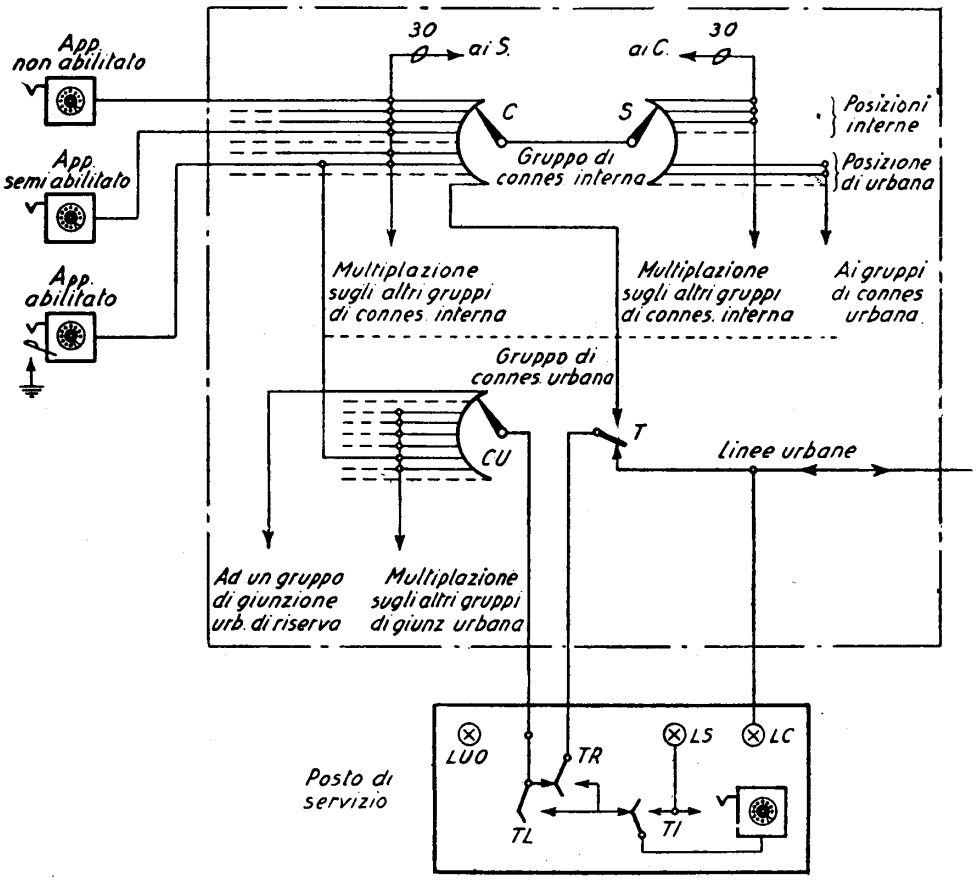


Fig. 216 – Centralino universale Nea 4/30.

tralini, per i due servizi, si ricorre al *centralino universale*, che da solo permette, automaticamente, sia il collegamento interno che quello uscente con l'urbana.

Il traffico urbano entrante è però necessariamente, anche in questi impianti, manuale.

Nella fig. 214, senza entrare nel dettaglio dei circuiti, è indicato lo schema di un impianto semiautomatico.

Gli apparecchi fanno capo al centralino automatico che, a mezzo di aggregati di collegamento costituiti da preselettore e selettore di linea (o più sovente da cercatore di abbonato e selettore di linea) possono raggiungere un altro abbonato interno. Gli utenti abilitati all'uso dell'urbana fanno capo a S. L. nei quali un livello (generalmente il 10°, corrispondente alla cifra 0) è collegato alle linee urbane uscenti. Questi stessi utenti sono collegati alle prese locali di un centralino manuale intermediario a monocordi (un monocordo per ogni linea urbana entrante). L'ope-

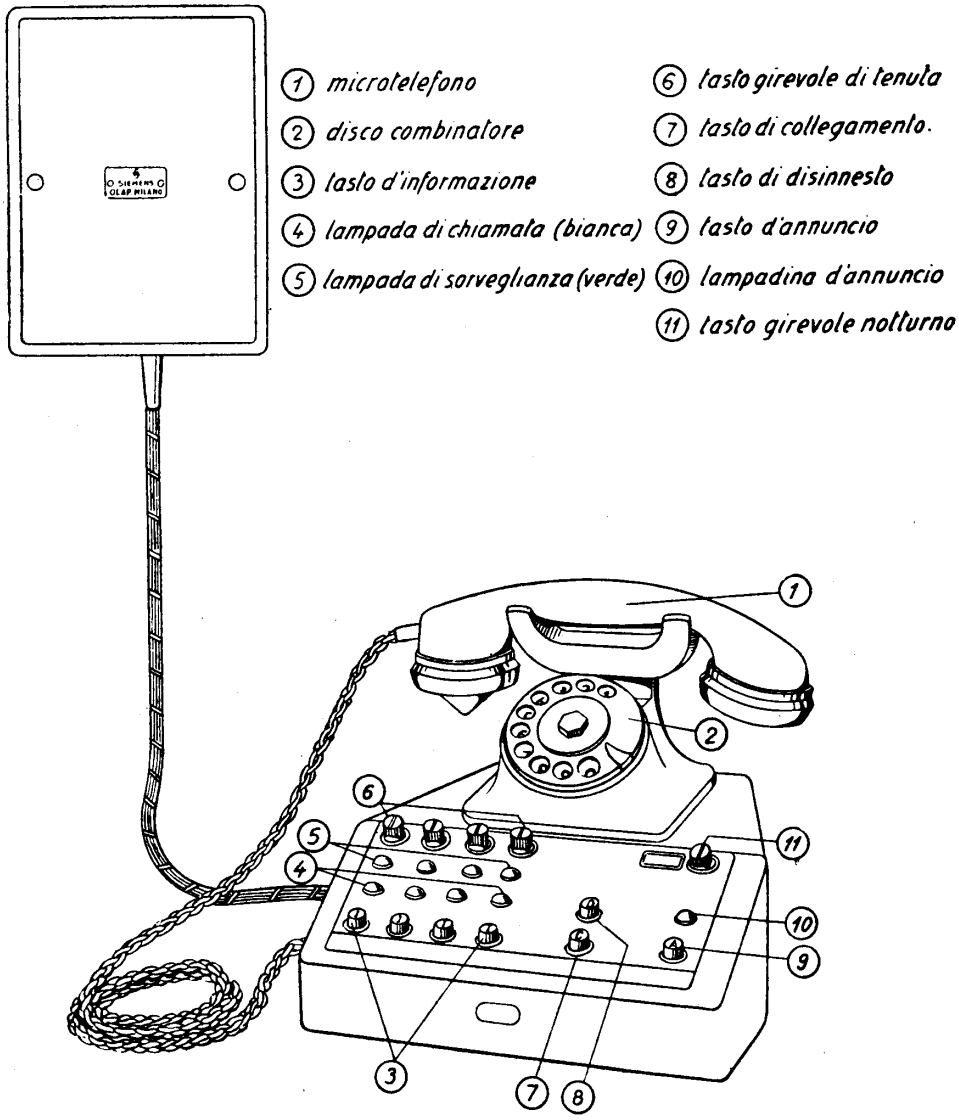


Fig. 217 – Apparecchio di servizio per impianto Nea 4/30.

ratrice che riceve una chiamata in arrivo, accede all'abbonato richiesto infiggendo la spina del monocordo nella presa corrispondente.

La fig. 215 riporta l'esempio semplice di un centralino universale di piccola potenzialità (10 interni e 2 linee urbane) in cui la selezione è interamente ottenuta a mezzo di relè, senza l'impiego di organi rotanti. Per la chiamata in arrivo vi è

un apparecchio di servizio, il quale le riceve e le smista automaticamente verso gli altri apparecchi. In questo apparecchio sono raggruppati gli organi necessari al trasferimento delle chiamate: chiavi e lampadine.

Lo schema di un centralino universale di maggiore capacità è riportato in fig. 216. Gli abbonati sono tutti collegati, con linee a due fili, al centralino, il quale è dotato di gruppi di connessione interna (in numero proporzionato al traffico interno) e gruppi di connessione urbana (in numero pari a quello delle linee urbane disponibili per le comunicazioni uscenti). Il posto di servizio è dotato, al solito, di lampade e tasti o chiavi per lo svolgimento delle varie operazioni. In fig. 217 è disegnato l'apparecchio di servizio dell'impianto Siemens Nea 4/30, uno dei più diffusi.

I centralini universali (nei due tipi più correnti: 2/14, con due urbane e fino a 14 linee interne e 4/30 con quattro urbane e fino a 30 linee interne) presentano molte possibilità di servizio, che ne fanno degli strumenti di grande ausilio nello svolgimento del lavoro di un'organizzazione moderna. Le principali sono:

— *chiamate entranti* (affluiscono al posto di servizio): *informazione, smistamento automatico* verso l'interno, *inoltro diretto* o con *preavviso, attesa* automatica (nel caso in cui l'interno risulti occupato) anche per più di una chiamata e turno di precedenza delle chiamate in attesa, *inclusione* dell'operatrice in una conversazione in corso per avvertire di chiamate più urgenti, ecc.;

— *chiamate uscenti dirette*, da parte dell'utente abilitato, con ricerca automatica della linea libera, mediante la formazione dello zero o la pressione del tastino;

— *blocco e trasferta* per un numero qualunque di volte;

— *supervisione e controllo* da parte di uno o più apparecchi di dirigente;

— *servizio di B. C.* per uno o più utenti privilegiati, anche per le chiamate uscenti (facendo uso di apparecchi a doppia linea);

— *servizio a catena* per il passaggio di una stessa comunicazione a più utenti uno dopo l'altro;

— *deviazione per servizio di notte* delle chiamate entranti dal posto di servizio ad un altro apparecchio prefissato; ecc. ecc.

L'assicurazione di tanti servizi implica una complessità notevole di schemi, per cui rinunciamo ad illustrarli in questa sede.

RIFERIMENTI

Per una descrizione più dettagliata dei centralini automatici ed a monocordi, può consultarsi il:

Corso di telefonia, edito dalla Casa Siemens - Milano, 1941.

Le varie case costruttrici: Olap (Siemens Italiana), Face, Autelco, Fatme (Sielte), Fuld (Compagnia Italiana « A. Meucci »), Perego, Hasler, ecc. divulgano, inoltre, opuscoli illustrativi dei propri sistemi per impianti privati, che potranno essere utilmente esaminati per quanto si riferisce alle possibilità di servizio.

Si tenga presente anche:

C. E. I.: *Norme per gli impianti telefonici interni* (103-1; fasc. nº 39).

CAPITOLO X

RETI E LINEE

I. Costituzione delle reti e delle linee urbane.

128. Generalità. — Il collegamento fra l'apparecchio di abbonato e la centrale, e fra le centrali, è realizzato mediante conduttori elettricamente isolati. Ciascun circuito consta di due fili, o *coppia telefonica.*

L'insieme dei collegamenti fra gli abbonati di un centro abitato e la centrale, costituisce una *rete urbana.*

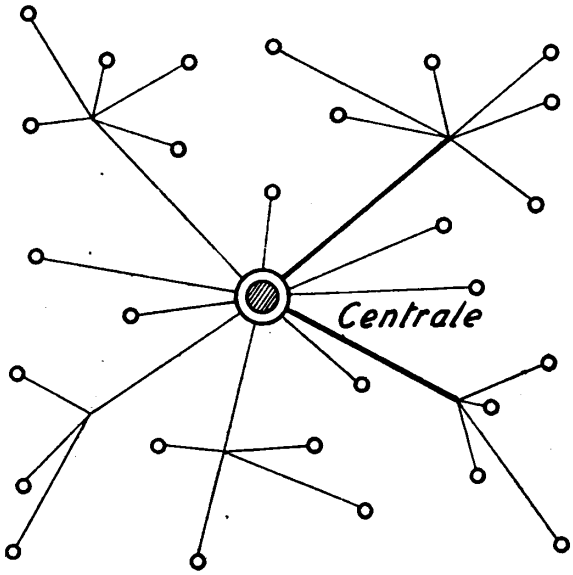


Fig. 218 – Schema di rete monocentrica.

L'insieme dei collegamenti fra le centrali interurbane di due reti lontane costituisce una *linea interurbana.*

Nei paragrafi seguenti analizzeremo la costituzione delle reti urbane e delle linee interurbane. La *rete* più semplice è quella schematizzata in fig. 218. Dalla

unica centrale (d'onde il nome di *rete monocentrica*) si dipartono i collegamenti di abbonato. Poichè in prossimità della centrale le coppie si condensano in fasci, secondo le varie direzioni, questi fasci vengono nelle moderne reti, costituiti di preferenza mediante *cavi*.

Quando una rete è molto estesa, sappiamo già essere conveniente l'impianto di più centrali (n° 108); si ha allora la *rete policentrica* indicata nello schema di fig. 219.

I fasci di collegamenti fra le centrali della rete policentrica si chiamano « giunzioni », e sono solitamente in cavo. Nelle reti policentriche con centrali automa-

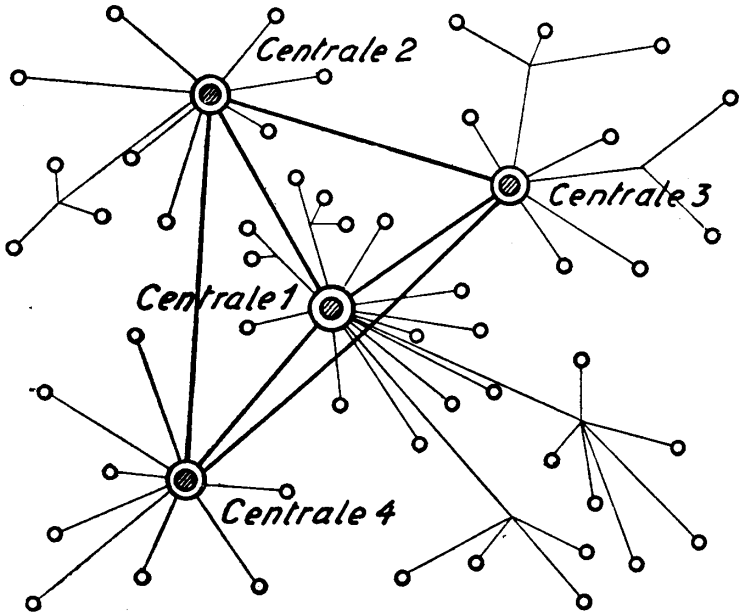


Fig. 219 – Schema di rete policentrica.

tiche (cioè nella generalità dei casi) i cavi di giunzione collegano due stadi di selezione (1° selettore di gruppo nella centrale *1*, 2° selettore di gruppo nella centrale *2*, ecc.); i cavi stessi debbono pertanto essere non più a coppie, ma a *terne*, perchè ogni circuito include anche il filo *c*. Se però sono molto lunghi, può tornare conveniente l'impiego di speciali traslatori che permettono la posa di normali cavi a coppie.

Fin tanto che una rete è di limitate proporzioni (due o trecento abbonati) conviene costruirla di tipo *rigido*. In questa rete (fig. 220) le coppie d'abbonato, come si è finora supposto, collegano direttamente l'abbonato alla centrale.

Se però con l'ampliarsi dell'area urbana l'impianto si estende ed il numero degli abbonati cresce, torna conveniente dividere la rete in due parti (fig. 221). La rete *principale* consta di coppie che collegano i numeri di centrale ad *armadi di distribuzione*. Dagli armadi si diramano le coppie della rete *secondaria* fino agli

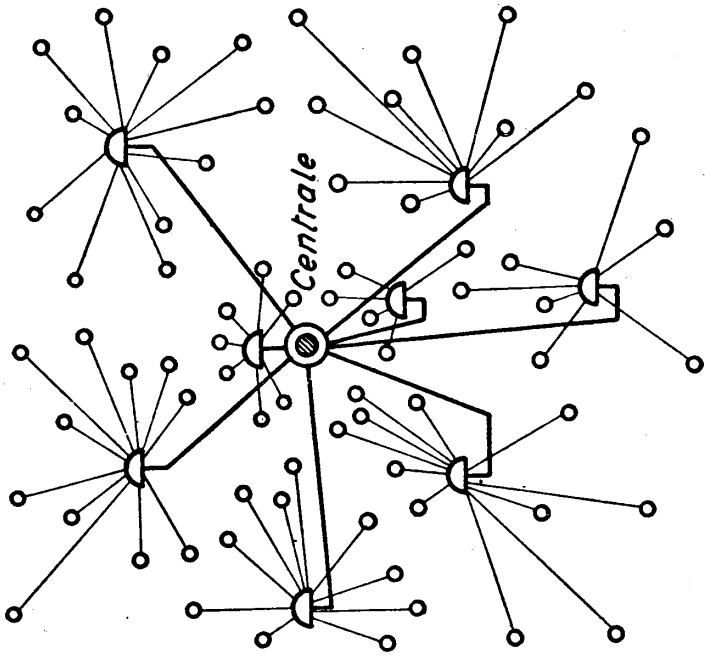


Fig. 221 – Schema di rete elastica.

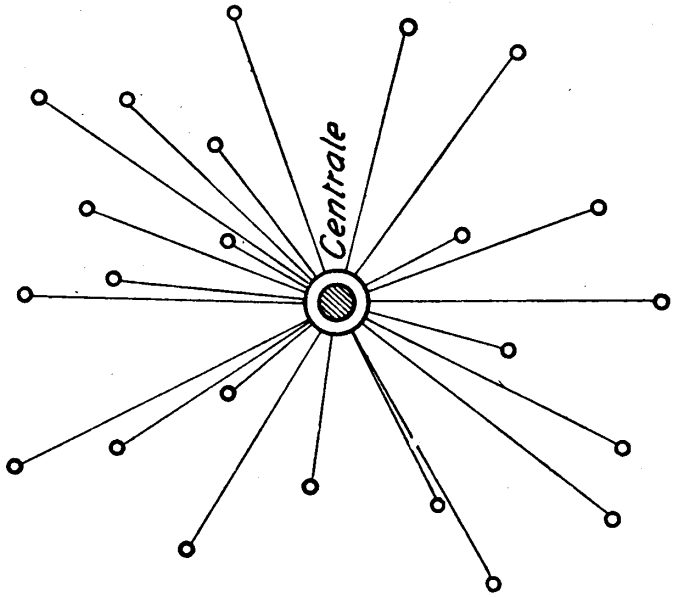


Fig. 220 – Schema di rete rigida.

abbonati. Si ha cura di costituire la rete secondaria con un numero di coppie superiore a quello della rete principale; le coppie *uscenti* dagli armadi sono, in altri termini, in maggior numero di quelle *entranti*. Naturalmente, le coppie *occupate* sono sempre in ugual numero sui cavi principali e su quelli secondari. Il vantaggio della rete elastica si manifesta quando si considerano le fluttuazioni continue nella consistenza ed ubicazione degli abbonati. Per esempio: quando un abbonato trasferisce la propria abitazione rimanendo nella zona servita da un armadio, non si ha che da operare un diverso collegamento all'interno di questo armadio, lasciando immutata la coppia principale ed il numero di centrale già in servizio dell'abbonato, per seguirlo nella nuova dimora. Da questa possibilità di adattare la rete, nella sua parte estrema, alle esigenze mutevoli dell'utenza, deriva la denominazione di « rete elastica ».

La rete principale è sempre costruita con cavi (sotterrati, o posati in cunicoli e gallerie sotto il piano stradale, od aerei); quella secondaria può essere totalmente in cavi oppure mista, parte in cavi, parte con fili aerei nudi sospesi a mensole, paline o pali. In fig. 222 è riportato un esempio, dall'esame del quale risulta anche la nomenclatura in uso ed il sistema di numerazione per gli elementi della rete, che nel seguito di questo capitolo esamineremo in dettaglio. Il numero segnato accanto ad ogni tronco di cavo ne indica la *potenzialità* (numero delle coppie).

Le *linee interurbane* sono aeree, fino a che il numero delle coppie fra le due località collegate non diventa troppo grande. Si passa allora alle linee interurbane in cavi, le quali necessitano — se la lunghezza della linea supera appena qualche chilometro — di accorgimenti tecnici che dànno loro una struttura particolarmente complessa. Per questa ragione verranno trattate a parte, quando si saranno sviluppate le nozioni teoriche sulla trasmissione delle correnti telefoniche (cap. XIII).

Le linee aeree sono costituite da fili conduttori nudi fissati, con l'interposizione di isolatori, ad appoggi.

Principali casi di impiego di linee aeree sono, quindi:

— *collegamento di abbonati della periferia* ai terminali dei cavi delle reti urbane; in alcuni casi eccezionali, i circuiti di abbonato possono essere completamente aerei fino all'arrivo in centrale;

— *collegamento di centri urbani vicini fra di loro*: le linee fanno capo a due centrali e sono a servizio di tutti gli abbonati; si tratta allora di *linee di giunzione ed estensione*;

— *collegamento di centri di rete diversi* cioè *linee interurbane*.

La convenienza di impiegare linee aeree nei tre casi suddetti varia in funzione di differenti circostanze. Generalmente si impiegano linee aeree:

a) quando sia piccolo il numero dei circuiti di abbonato da convogliare sulla stessa linea (da 1 a $5 \div 6$), oppure molto grande la distanza degli abbonati dalla centrale, tanto da rendere sconsigliabile, per il timore di una rilevante attenuazione, l'impiego di cavi;

b) quando, essendo piccolo il numero dei collegamenti di giunzione, la linea in fili nudi possa attuarsi agevolmente per un buon tratto del percorso fra i due centri urbani;

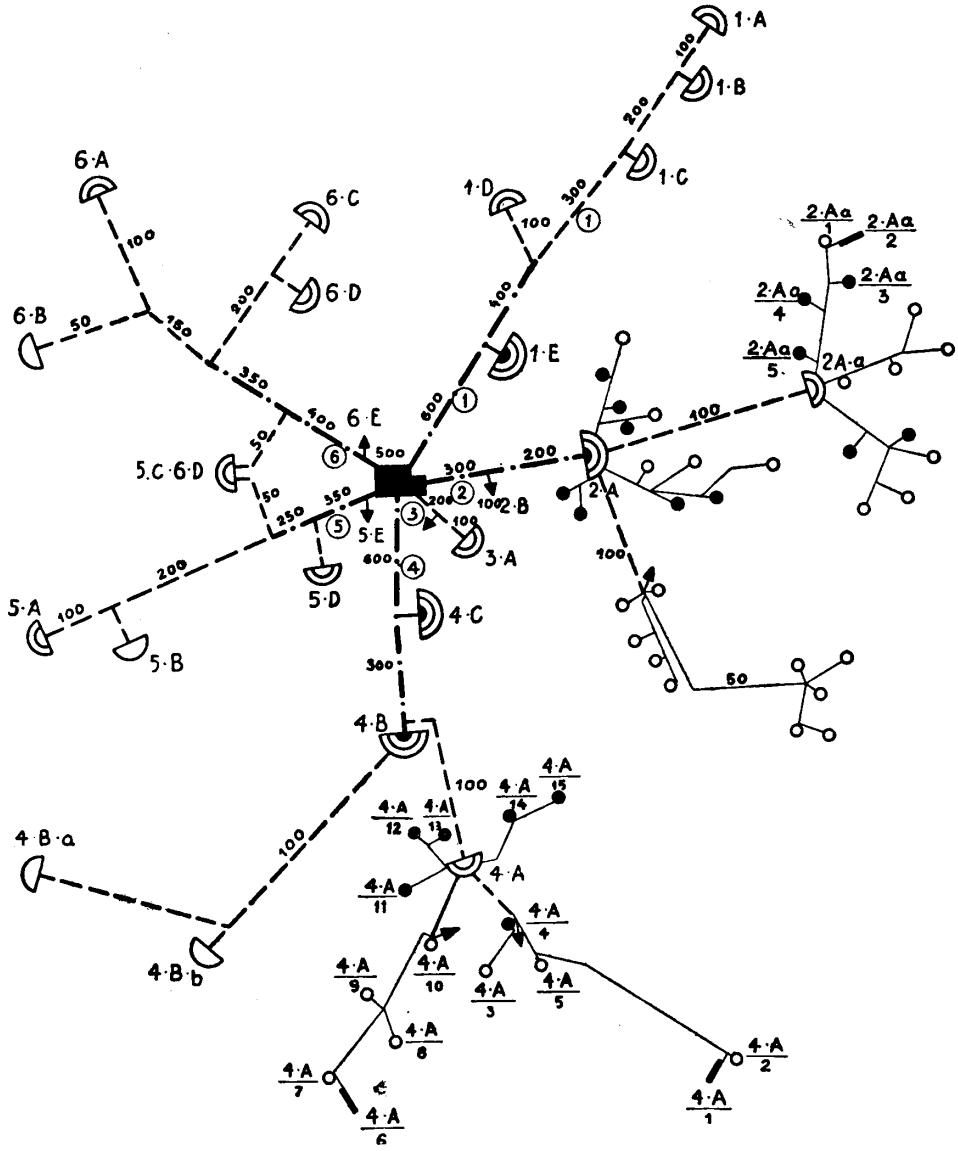


Fig. 222 – Esempio di una rete monocentrica a distribuzione elastica.

c) quando il numero dei circuiti interurbani sia limitato e la loro lunghezza relativamente grande.

Negli altri casi si ricorre, come si è detto, all'impiego di cavi.

Ogni circuito è, anche per le linee aeree, costituito da due fili chiamati *doppino* o *coppia*.

Il tratto di conduttore compreso fra due appoggi adiacenti costituisce la *campata* o *tesata*.

Il numero massimo dei circuiti che si può appoggiare ad una palificazione dipende dalla solidità dei sostegni e dalla lunghezza delle campate. In genere non si supera il numero di 16 circuiti per pali di legno e di 24 circuiti per pali di ferro o cemento armato, o pali a coppia rinforzati.

129. Elementi di una rete urbana. — Seguiamo adesso il percorso di una coppia urbana dalla centrale fino all'apparecchio di abbonato, tenendo sottocchio il disegno riportato in fig. 223.

L'organo di raccordo tra centrale e rete è il *permutatore*, e lo esamineremo fra breve.

Dalle *sezioni* del permutatore partono i cavi in numero vario, tipo sottopiombo o tessile, e di potenzialità dipendente dal tipo di permutatore (ad es.: 20 cp., 50 cp., 100 cp., 200 cp.); i cavi si riuniscono mediante *giunti in muffola* con cavi di potenzialità maggiore: i cavi *principali* (ad es.: 100 cp., 200 cp., 500 cp., 600 cp., ecc.).

Questi cavi, dopo avere percorso un *cunicolo sotterraneo* di uscita dalla centrale, entrano in *tubazione* e la percorrono attraversando varie *camerette*; da queste si diramano cavi di potenzialità minore che percorrono un tratto in trincea e raggiungono gli *armadi di distribuzione*; i cavi *secondari* uscenti dall'armadio, seguono un percorso aereo, sorretti da fune di acciaio o fissati al muro con graffette, e dopo successive ramificazioni raggiungono ciascuno un *distributore* od una *cassetta di distribuzione*.

Il *distributore* è un organo di collegamento fra coppie in cavo e coppie aeree; da esso partono fili nudi ovvero (se vi è pericolo di contatti con linee elettriche) isolati in gomma e tessili, che terminano, presso l'abbonato, ad un *imbocco*. La *cassetta di distribuzione* serve a collegare le coppie del cavo ad altrettanti *cavetti* semplici (una coppia per ciascuno), cavetti che a loro volta terminano presso l'abbonato.

La prima è una distribuzione *mista* (aerea ed in cavo); la seconda, sempre preferibile quando si possa attuarla convenientemente, è una distribuzione interamente *in cavo*.

Vicino all'apparecchio di abbonato, al distributore (se vi sono fili aerei) e sul permutatore, sono installate le *protezioni* (*valvole, carboni, bobine termiche*); in ogni caso, quando muta la natura del circuito (da aereo in cavo e viceversa) e prima degli apparecchi.

Esamineremo adesso le singole parti costituenti la rete.

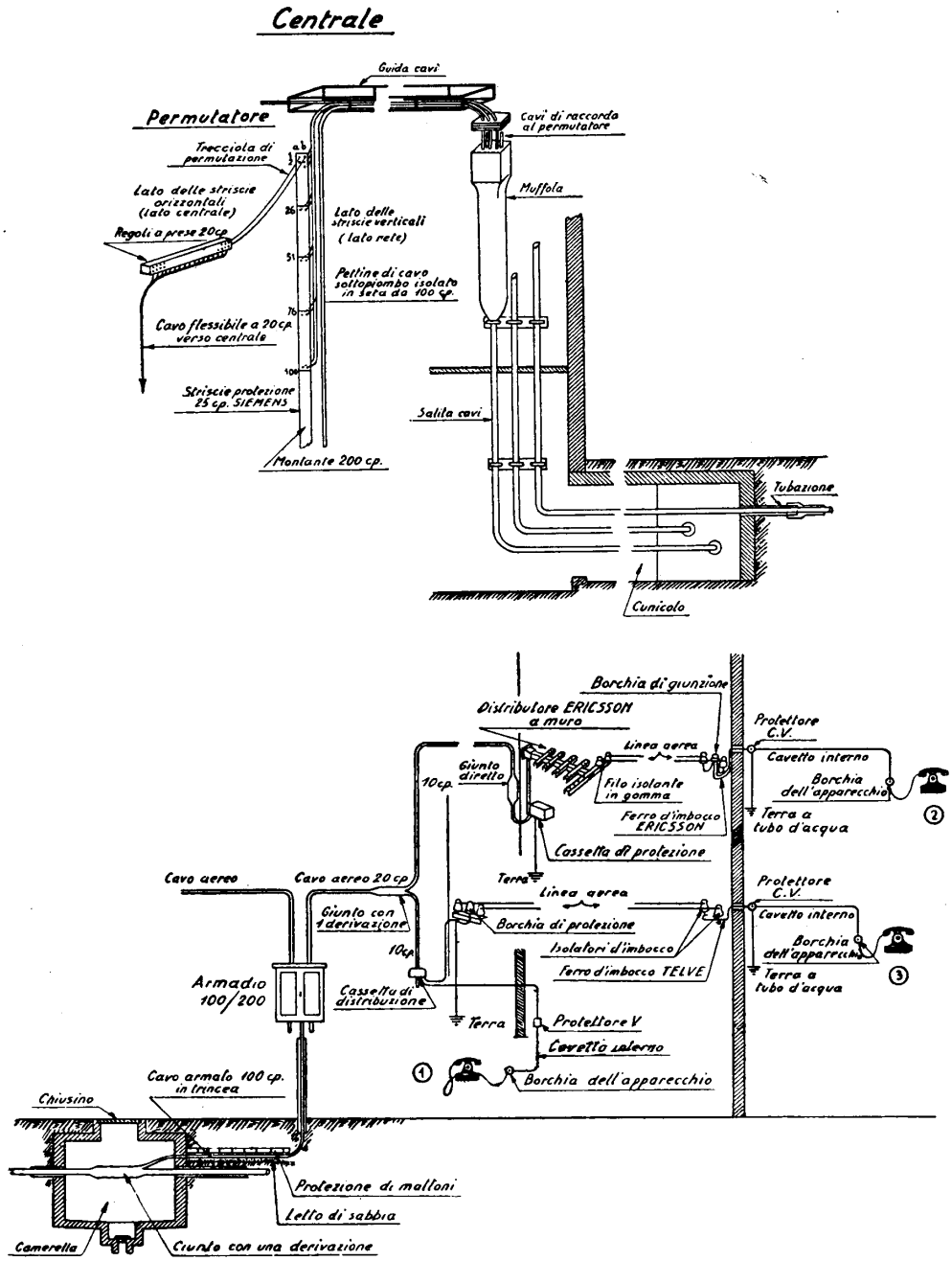


Fig. 223 – Percorso schematico di un collegamento dalla centrale all'abbonato.

130. Permutatore. — Il collegamento fra la centrale e la rete avviene in corrispondenza di un organo chiamato *permutatore*.

Il permutatore assolve le seguenti funzioni:

a) *terminazione* dei cavi e *numerazione* degli organi di centrale e delle coppie di rete;

b) *smistamento* o *permutazione* di qualsiasi numero di centrale su qualsiasi coppia della rete, cioè possibilità di assegnare un determinato numero ad un certo abbonato, qualunque sia la coppia di rete utilizzata per il collegamento esterno (quindi mantenimento del numero telefonico in occasioni di trasloco dell'abbonato nell'ambito della zona servita dalla centrale);

c) *protezione* della centrale dai pericoli provenienti da sovratensioni e sovracorrenti;

d) *sezionamento* fra centrale e rete per la ricerca e localizzazione dei guasti.

Esso consta di una incastellatura parallellepipeda di ferri angolari e piatti sui due fronti della quale sono montate delle terminazioni dette *strisce*, cui si collegano rispettivamente i cavi della centrale ed i cavi della rete.

Alle striscie verso la centrale corrispondono dei *numeri di centrale*, alle striscie verso la rete esterna corrispondono *coppie di rete* (vedi fig. 224).

Le striscie portano tante coppie di terminali o *pagliette*, alle quali si saldano le coppie dei cavi.

Il collegamento fra i terminali delle striscie verso la centrale e quelle verso la rete si stabilisce per mezzo di *trecciole* volanti.

Le striscie montate sul permutatore portano di solito anche le *protezioni* contro le sovratensioni e le sovracorrenti; in genere tali striscie con protettori sono montate dal lato di arrivo dei cavi della rete.

Il permutatore viene generalmente installato in locale attiguo o meglio, sottostante alla centrale (nel caso di piccoli impianti anche nello stesso locale) in posizione comoda per il collegamento con la centrale stessa e per il raccordo con i cavi della rete.

Poichè il permutatore ha funzione protettiva contro le sovratensioni, tanto il telaio metallico quanto le striscie sono collegate elettricamente con la *terra*, per mezzo di un conduttore di rame o di alluminio (sbarre o trecce).

Generalmente si utilizza la stessa presa di terra per la centrale e per il permutatore.

Le protezioni, delle quali parleremo meglio più avanti (n° 161), vengono riunite a gruppi in numero variabile, ad esempio 20, 25, 50, 100, ecc.

Le striscie con protezione, collegate ai cavi della rete, sono collocate verticalmente *sui montanti* o *colonne*; quelle verso la centrale, sono di solito orizzontali, ma possono in qualche tipo essere anch'esse verticali.

Per la terminazione di cavi di giunzione, che convogliano circuiti che si svolgono completamente in cavo, si possono impiegare striscie *senza protezione*, aventi il solo ufficio di servire per sezionamento e prova.

Il numero delle coppie di rete collegate ad un permutatore è in genere supe-

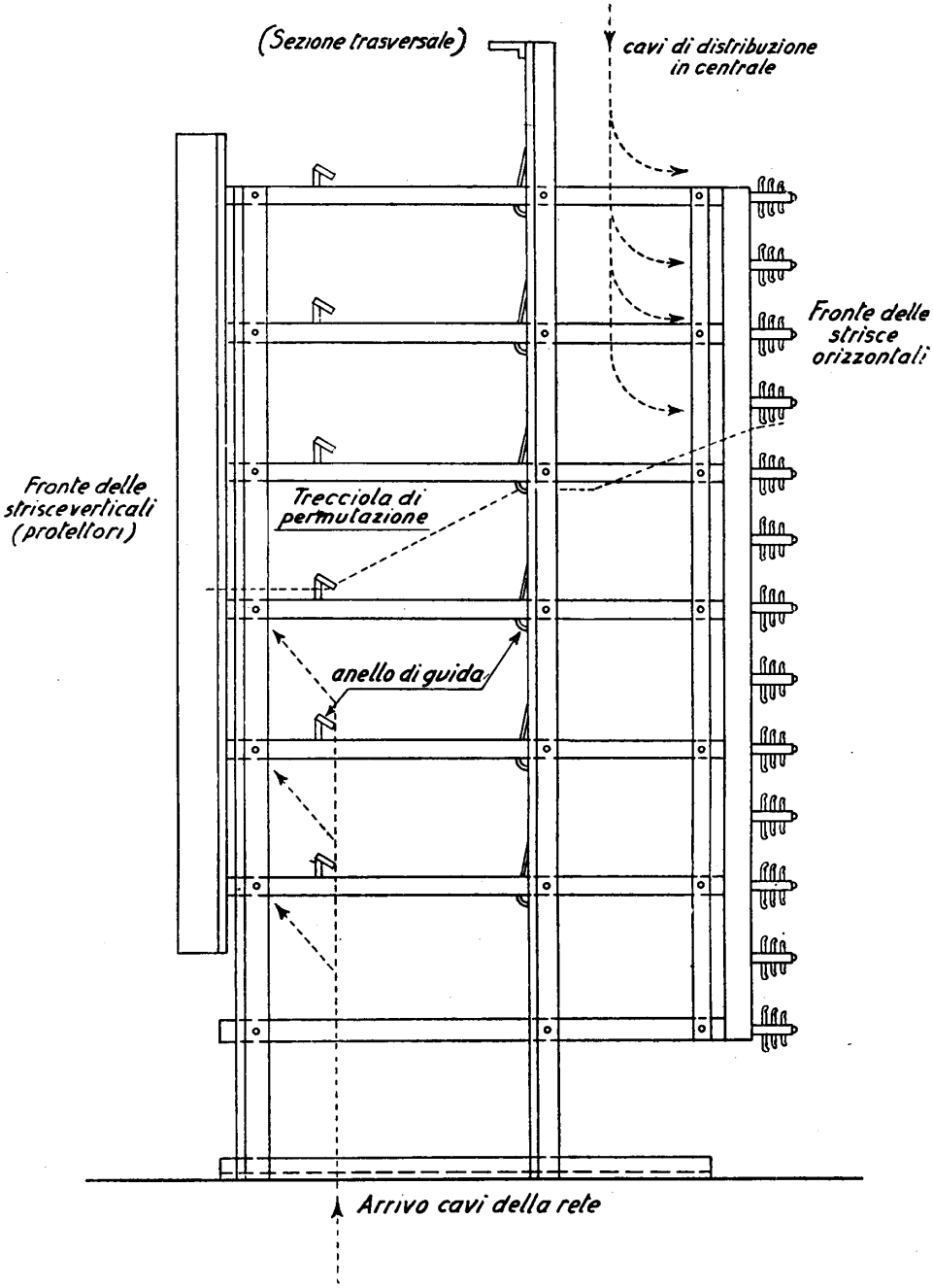
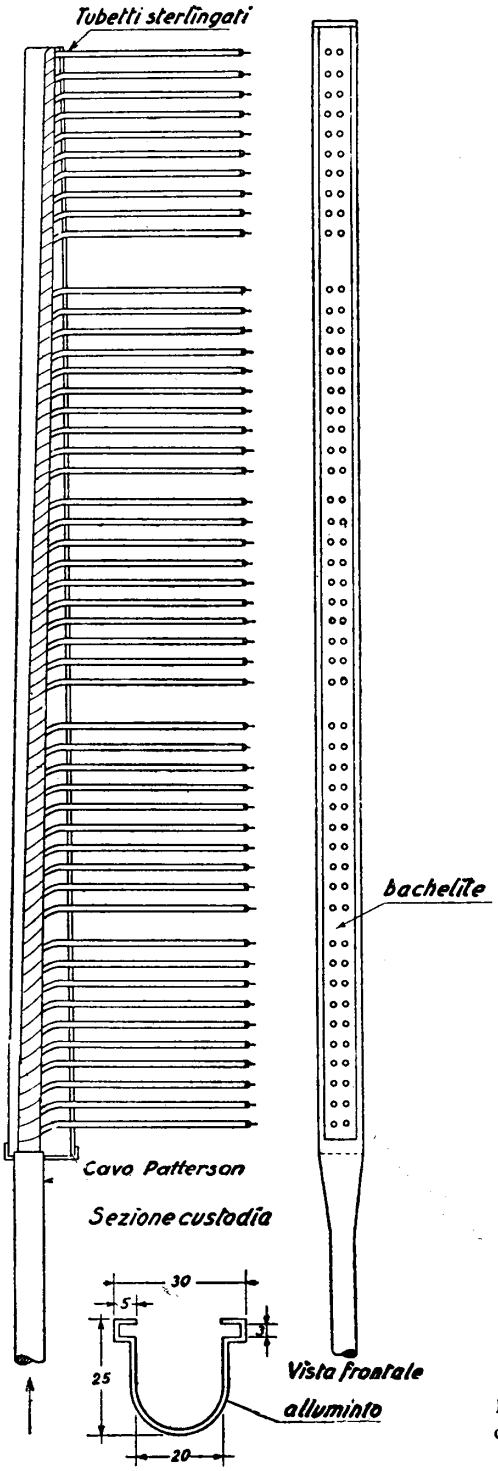


Fig. 224 – Tipo di permutatore.



riore alla potenzialità della centrale, perchè la rete deve seguire con la sua elasticità gli spostamenti dell'utenza.

Il collegamento dei cavi al permutatore viene eseguito secondo vari sistemi.

Pettini scoperti. — Il cavo principale di rete viene suddiviso alla muffola in cavi di potenzialità adeguata al tipo di permutatore (ad esempio 20, 50, 100 coppie); l'estremità di ciascun cavo (isolato con tessile, con gomma, ecc.) viene conformata a pettine scoperto e le singole coppie vengono saldate alle pagliette delle striscie del permutatore.

Solitamente, per garantire l'isolamento, il pettine viene ricoperto di vernici speciali (alla lacca o alla cellulosa).

Pettini bloccati o testine (vedi figura 225). — La testa di ognuno dei cavi minori di raccordo col permutatore, del tipo sottopiombo (vedi n° 133), viene conformata a pettine e poi rinchiusa in una *testina* stagna, dai fori della quale sono estratti uno ad uno ed alla distanza voluta, i singoli conduttori; l'interno della testina viene riempito con speciale miscela isolante (a base di paraffina) in modo che non possa penetrare umidità nel cavo.

Il permutatore di una centrale anche di media importanza, consta di parecchi montanti che vengono numerati progressivamente seguendo la direzione verso cui potranno svolgersi i futuri ampliamenti.

Le coppie collegate a ciascun montante sono numerate anch'esse progressivamente, in genere dall'alto in basso.

Fig. 225 – Esempio di pettine bloccato per cavo a 50 coppie 6/10 per permutatore.

È possibile in tal modo individuare ciascuna coppia della rete con riferimento alla sua posizione di attacco al permutatore. In base allo stesso criterio si usa dare un numero progressivo a ciascun cavo in partenza dal permutatore (fig. 222).

131. Cavi principali. — Vengono così denominati, come si è visto, i cavi che vanno dal permutatore agli armadi; le relative coppie vengono dette anch'esse *coppie principali*.

Solo di rado questi cavi terminano direttamente ai distributori (rete rigida); generalmente fanno capo agli *armadi* di smistamento (rete elastica); seguono la numerazione del permutatore.

132. Cavi secondari. — Vengono chiamati secondari nelle reti elastiche i cavi che vanno dagli *armadi* ai distributori.

Le coppie di questi cavi *uscenti* seguono la numerazione dell'armadio.

133. Caratteristiche dei cavi urbani. — I cavi usati per la costruzione delle reti urbane sono del tipo cosiddetto « Patterson ». In essi i conduttori di rame elettrolitico, del diametro di 5, 6, 7 decimi di millimetro, sono isolati mediante una striscia di carta avvolta ad elica (tipo *ad una carta*); più raramente, gli involucri di carta sono due. La carta è avvolta a spirale molto lasca, in modo che tra essa e il conduttore l'aria possa circolare liberamente. I conduttori così isolati vengono uniti a coppie, attorcigliandoli a due a due con un certo passo di cordatura [1]. Infine le coppie, partendo da un nucleo centrale di una o più, vengono riunite a strati successivi, ed ogni strato è avvolto in senso opposto al precedente. Si raggiunge così il numero delle coppie voluto (10, 30, 50, 100 e così via). Oltre alle coppie normali, il cavo contiene alcune coppie speciali, in numero proporzionato alla potenzialità: il cavo da 100, per esempio, contiene due coppie di scorta ed una di prova (vedi tabelle). Queste vengono utilizzate per il collaudo dopo la fabbricazione e servono a sostituire coppie normali che alle prove risultino eventualmente difettose. Il nucleo del cavo, costituito dalle coppie riunite come si è detto, viene avvolto con nastro di cotone, essiccato nel vuoto in autoclave e infine ricoperto, a mezzo di pressa idraulica, di un tubo continuo di piombo che ne garantisce la perfetta conservazione ed impedisce la penetrazione dell'umidità. È questa una condizione essenziale, perchè l'isolamento in questo tipo di cavi è totalmente affidato all'aria secca fra i conduttori, la carta funzionando solo da distanziatrice.

Lo spessore della guaina di piombo è, naturalmente, proporzionato alla potenzialità del cavo (numero delle coppie).

Il cavo sottopiombo viene adoperato per la posa in tubazione od aerea; in questo secondo caso si suole impiegare per la guaina piombo leggermente indurito con l'aggiunta di una piccola percentuale di stagno od anche di cadmio e antimonio (lega binaria e lega ternaria rispettivamente).

---

[1] Vedasi al n° 235 una più dettagliata descrizione del procedimento di fabbricazione dei cavi isolati in carta ed aria.

Caratteristiche dei cavi Patterson urbani con conduttori da 5/10 mm ed isolamento ad una carta.

Isolamento (con f. e. m. 300 V) = 1.500 MΩ/km
Capacità: per cavi fino a 400 cp. = 0,065 μF/km
» » oltre 400 cp. = 0,070 μF/km

Numero coppie				Spessore piombo	CAVI				
					sottopiombo		iutati	armati	
Normali	Scorta	Prova	Totali	(mm)	Diam.	Peso	Diam.	Diam.	Peso
5	—	1	6	1,3	7,9	335	13	19,5	890
10	—	1	11	1,3	9,6	440	14,5	12,5	1.080
20	—	1	21	1,3	12,1	595	17	24,5	1.365
30	—	1	31	1,3	13,8	725	19	25,5	1.585
40	—	1	41	1,3	15,5	900	20,5	27,5	1.560
50	1	1	52	1,4	17,2	1.095	22	28,5	1.805
100	2	1	103	1,65	23,7	1.900	28,5	35,5	2.805
150	3	1	154	1,8	28,4	2.540	33,5	40,5	3.755
200	4	1	205	1,95	32,4	3.095	37,5	44,5	4.500
250	5	1	256	2,05	35,9	3.680	42	50,5	5.920
300	6	1	307	2,15	39,3	4.270	45,5	54,5	6.690
350	7	1	358	2,25	42,2	4.865	48	57,5	7.435
400	7	1	408	2,3	44,8	5.455	51	50	8.180
450	8	1	459	2,4	47,4	6.050	53,5	62,5	8.905
500	8	1	509	2,45	49,7	6.640	55,5	65	9.640
550	9	1	560	2,5	52	7.160	58	67,5	10.290
600	10	1	611	2,55	54,1	7.690	60	71,5	10.920

Diametro sul piombo in mm — Peso in kg/km.

Caratteristiche dei cavi Patterson urbani con conduttori da 6/10 mm ed isolamento ad una carta.

Isolamento (con f. e. m. 300 V) = 1.500 MΩ/km
Capacità: per cavi fino a 400 cp. = 0,065 μF/km
» » oltre 400 cp. = 0,070 μF/km

Numero coppie				Spessore piombo	CAVI				
					sottopiombo		iutati	armati	
Normali	Scorta	Prova	Totali	(mm)	Diam.	Peso	Diam.	Diam.	Peso
5	—	1	6	1,3	8,8	415	14	20,5	990
10	—	1	11	1,3	10,9	525	16	22,5	1.255
20	—	1	21	1,3	13,9	730	19	25,5	1.535
30	—	1	31	1,35	16	905	21	28	1.585
40	—	1	41	1,45	18,2	1.125	23	30	1.895
50	1	1	52	1,5	20,2	1.355	25	32	2.185
100	2	1	103	1,8	27,8	2.340	33	40	3.585
150	3	1	154	2	33,5	3.185	38,5	46	4.690
200	4	1	205	2,15	38,2	4.015	44	53	6.470
250	5	1	256	2,25	42,3	4.790	48,5	57,5	7.460
300	6	1	307	2,35	46,3	5.550	52,5	61,5	8.455
350	7	1	358	2,45	49,8	6.320	56	65	9.405
400	7	1	408	2,5	52,9	7.085	59	68	10.370
450	8	1	459	2,6	55,9	7.855	63	73,5	12.100
500	8	1	509	2,65	57,7	8.595	64,5	76	13.010
550	9	1	560	2,75	61,4	9.270	68,5	79	13.875
600	10	1	611	2,8	64	9.950	71	81,5	14.700

Diametro sul piombo in mm — Peso in kg/km.

Caratteristiche dei cavi Patterson urbani con conduttori da 7/10 mm ed isolamento ad una carta.

Isolamento (con f. e. m. 300 V) = 1.500 MΩ/km
Capacità: per cavi fino a 400 cp. = 0,065 μF/km
» » oltre 400 cp. = 0,070 μF/km

Numero coppie				Spessore piombo	CAVI				
					sottopiombo		iutati	armati	
Normali	Scorta	Prova	Totali	(mm)	Diam.	Peso	Diam.	Diam.	Peso
5	—	1	6	1,3	9,8	445	15	21,5	1.080
10	—	1	11	1,3	12,2	595	17	24	1.160
20	—	1	21	1,3	15,7	845	20,5	27,5	1.520
30	—	1	31	1,45	18,4	1.120	23,5	30,5	1.880
40	—	1	41	1,55	20,9	1.400	26	33	2.240
50	1	1	52	1,65	23,3	1.700	28,5	35,5	2.590
100	2	1	103	1,95	32	2.910	37	44,5	4.375
150	3	1	154	2,15	38,6	4.070	44,5	53,5	6.453
200	4	1	205	2,3	44	5.140	50	59	7.765
250	5	1	256	2,4	48,8	6.205	55	64	9.250
300	6	1	307	2,55	53,5	7.190	59,5	69	10.610
350	7	1	358	2,6	56,4	8.160	63,5	75	12.570
400	7	1	408	2,7	61,1	9.145	68	78,5	13.690
450	8	1	459	2,8	64,6	10.115	71,5	82,5	14.795
500	8	1	509	2,85	67,8	11.120	75	85,5	16.025
550	9	1	560	2,95	71		78	89	
600	12	1	611	3	73,9		81	92	

Diametro sul piombo in mm — Peso in kg/km.

Quando si teme offesa del piombo durante o dopo la posa (cavo in galleria) si riveste la guaina con della juta bitumata (*cavi iutati*), o si avvolge sopra il primo strato di iuta uno o due nastri di ferro od uno strato di fili di ferro, ed infine un nuovo strato di iuta bitumata all'esterno. I *cavi armati* con nastro di ferro si impiegano per la posa in piena terra, dentro uno scavo (cavi in trincea). Sono stati per ragioni di economia eseguiti anche cavi protetti con carta od altre sostanze fibrose bitumate.

Nelle tabelle sono indicate alcune caratteristiche dei cavi più comunemente impiegati nelle reti urbane.

134. Armadi. — Vengono impiegati nelle distribuzioni elastiche e ne rappresentano la parte caratteristica.

Il concetto che si realizza con l'impiego degli *armadi di distribuzione* è, come già abbiamo accennato, quello di creare la possibilità di distribuire a volontà le coppie

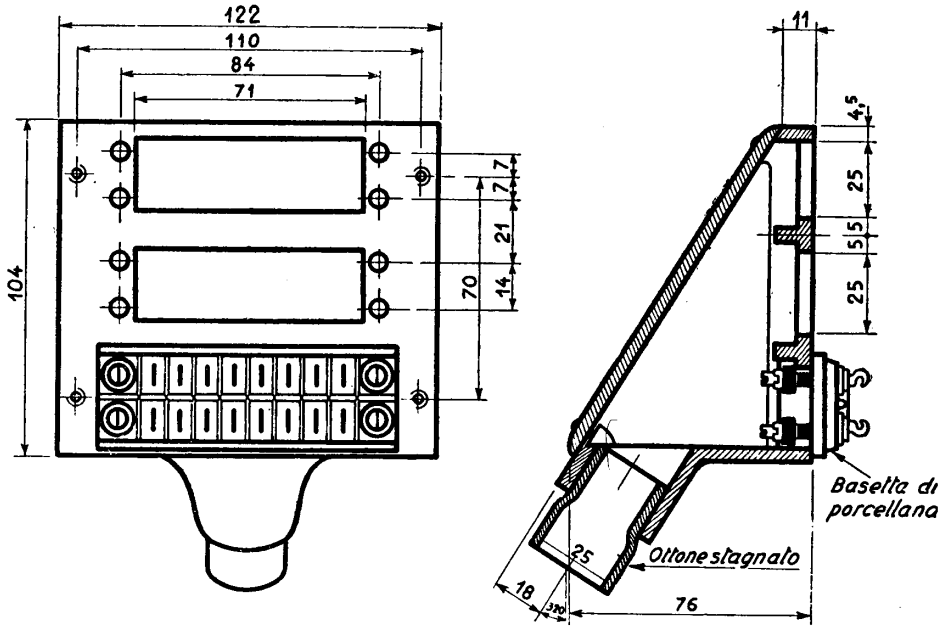


Fig. 226 – Testarmadio Siet a 30 coppie.

principali che giungono in un determinato punto (in numero, ad esempio, di 100), in vari cavi secondari, che si diramano dallo stesso punto e la cui potenzialità complessiva è superiore a quella del cavo principale (ad esempio 200). Poichè su ogni gruppo di coppie secondarie (ad esempio 10) si cerca di avere, in condizioni normali, una disponibilità di coppie libere di circa il 30÷50 %, si ottiene di non

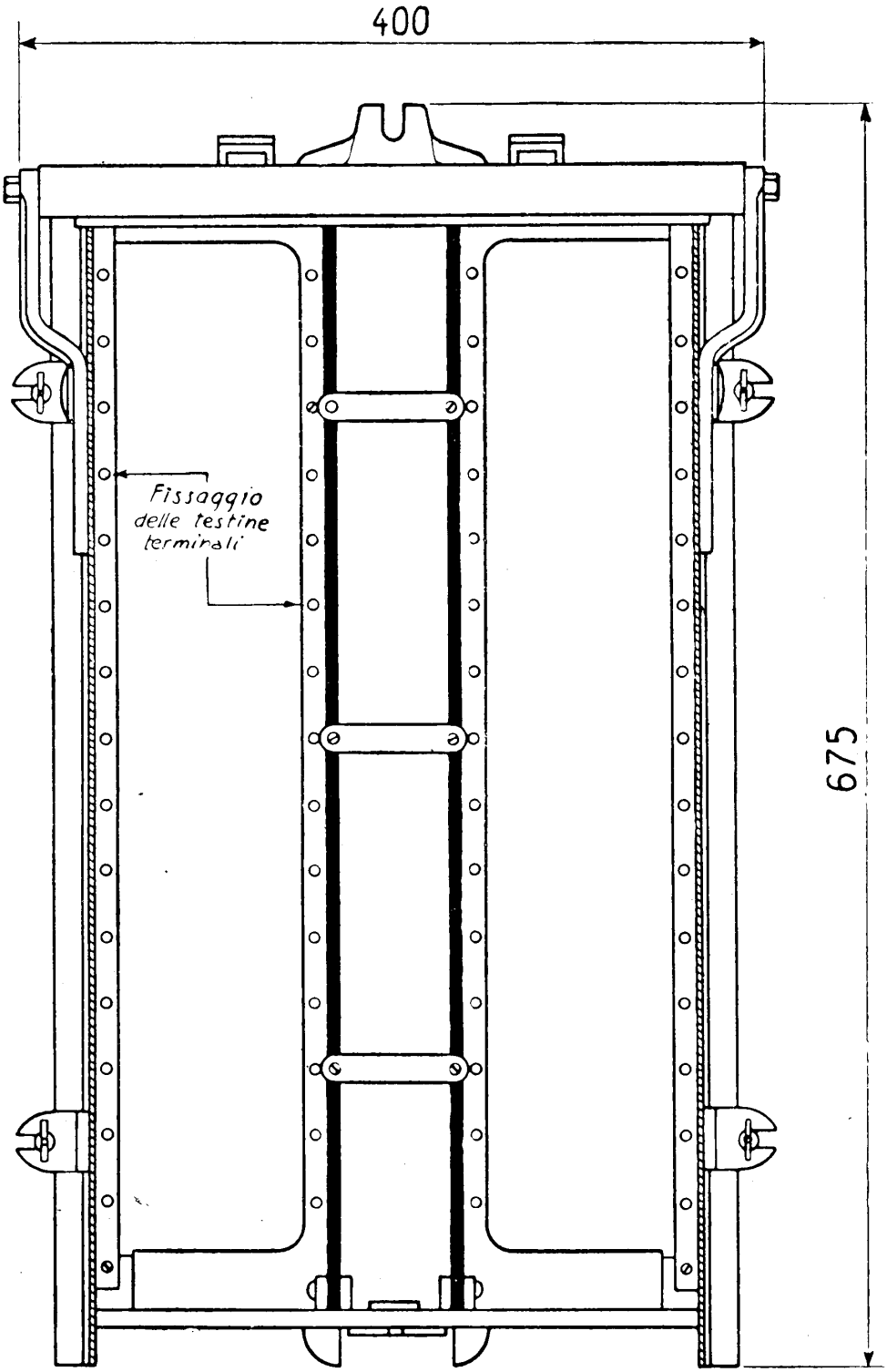


Fig. 227 – Armadio Siet 100/200.

dover prevedere nei cavi principali tante coppie libere quante comporterebbe la somma di quelle relative a tutti i distributori.

Si realizza pertanto un'*economia* di coppie principali, rendendo inoltre più *elastico* il sistema, in quanto il gruppo di coppie principali libere può essere smistato nei vari rami di rete secondaria a seconda delle esigenze.

Gli armadi sono costituiti da una cassa metallica (vedi fig. 227) molto robusta, chiusa da una porta, anch'essa metallica, a tenuta ermetica. Contengono due serie di *terminali*; quelli riservati alle coppie *entranti* (provenienti dalla centrale) e quelli

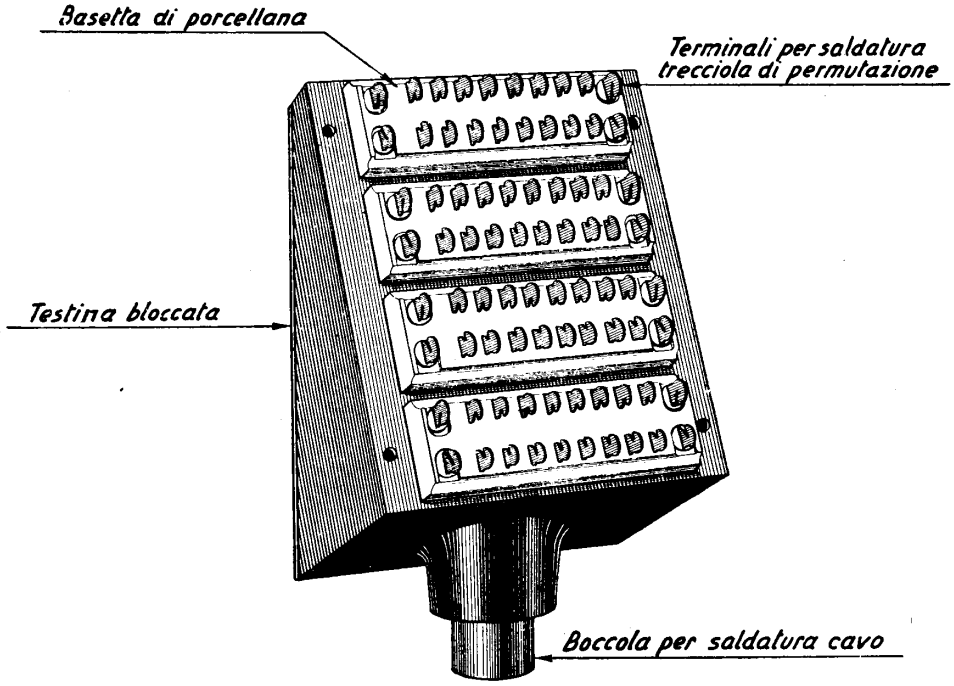


Fig. 228 – Testarmadio Siet a 40 coppie.

riservati alle coppie *uscenti* (destinate ai distributori). I terminali, in ghisa o alluminio fuso e porcellana sono chiamati anche *testine* o *testarmadi*, e sono proporzionati alla potenzialità del cavo di cui costituiscono la terminazione. In fig. 226 è disegnata una testina tipo « Siet » per un cavo a 30 coppie. In fig. 228 è rappresentata in prospettiva una testina per 40 coppie; la fig. 229 dà invece, nei particolari, una basetta di porcellana a 10 coppie da montare sulle testine tipo Siet.

Il numero massimo di coppie entranti e quello di coppie uscenti che possono essere collegate ad un armadio, indicano la *potenzialità* dell'armadio, e solitamente si scrivono i due numeri sotto forma di frazione (ad es.: 100/200, 300/400), oppure ne viene indicata la somma (ad es.: 150-300-700).

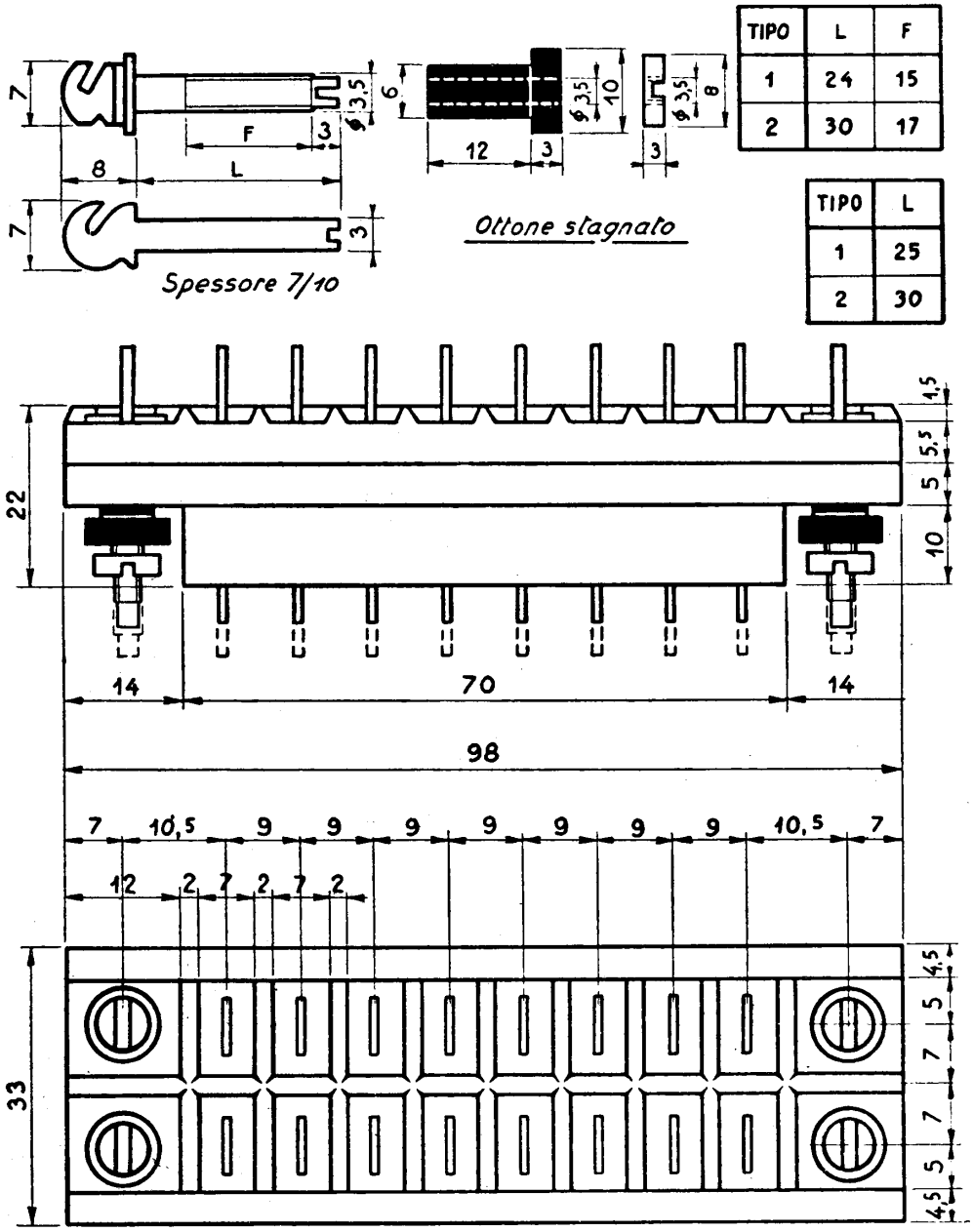


Fig. 229 – Basette in porcellana per testarmadi Siet.

A seconda della casa costruttrice si hanno armadi tipo SIET, ERICSSON, SIEMENS, WESTERN, ecc. La fig. 230 rappresenta un armadio SIET 100/200, con le testine a posto.

Le potenzialità correnti sono: 50/100, 100/200, 300/400; si presentano

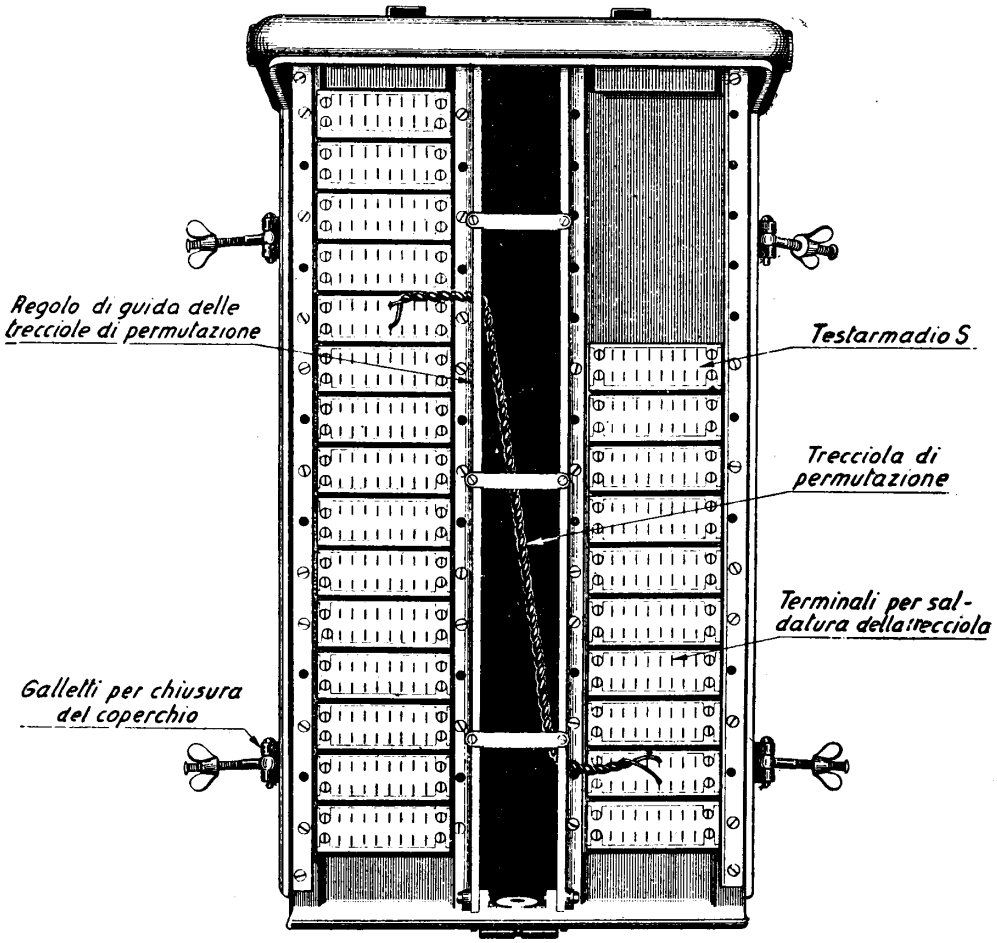
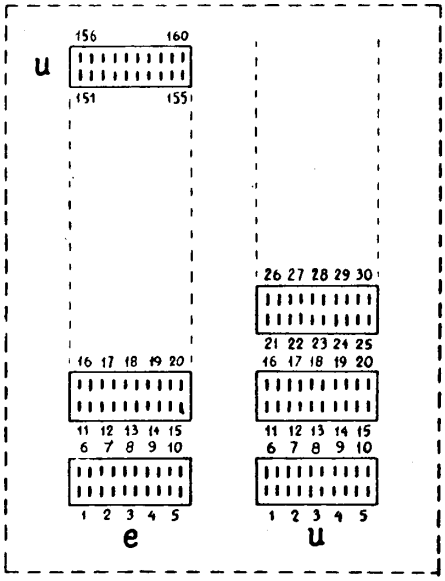


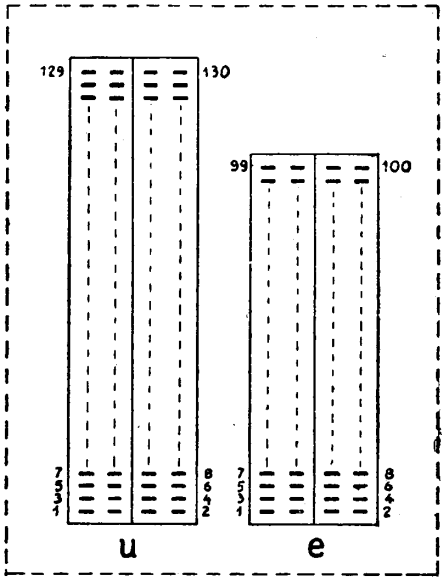
Fig. 230 – Armadio Siet 100/200.

tuttavia in alcune reti potenzialità intermedie quali 60/100, 100/150, 150/200, 200/300. La fig. 231 dà la numerazione abituale delle coppie per alcuni tipi correnti.

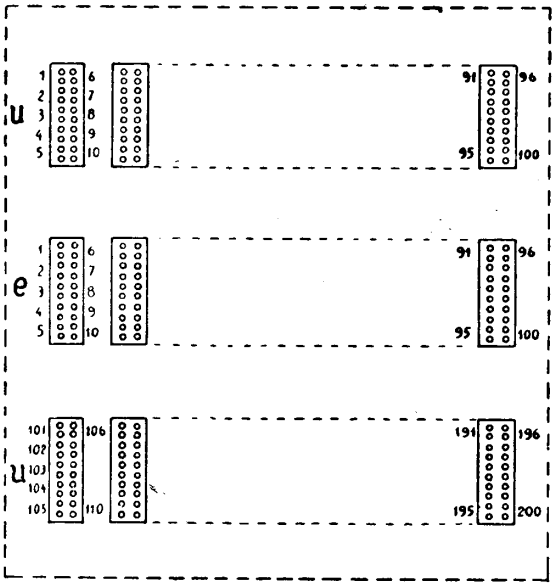
Gli armadi vengono fissati al muro con appositi ferri di ancoraggio. Uno ne è indicato in fig. 232.



Armadio SIET 100/200



Armadio Western 100/130



Armadio Ericsson 100/200

e – coppie entranti

u – coppie uscenti

Fig. 231 – Schema della numerazione delle coppie entranti ed uscenti negli armadi.

135. Distributori e cassette di distribuzione. — I cavi secondari uscenti dagli armadi, dopo l'eventuale suddivisione in diversi rami in modo da alimentare tutta la zona servita dall'armadio, giungono alle terminazioni dette *distributori*: da questi si diramano singolarmente (una per una) le linee che raggiungeranno gli abbonati.

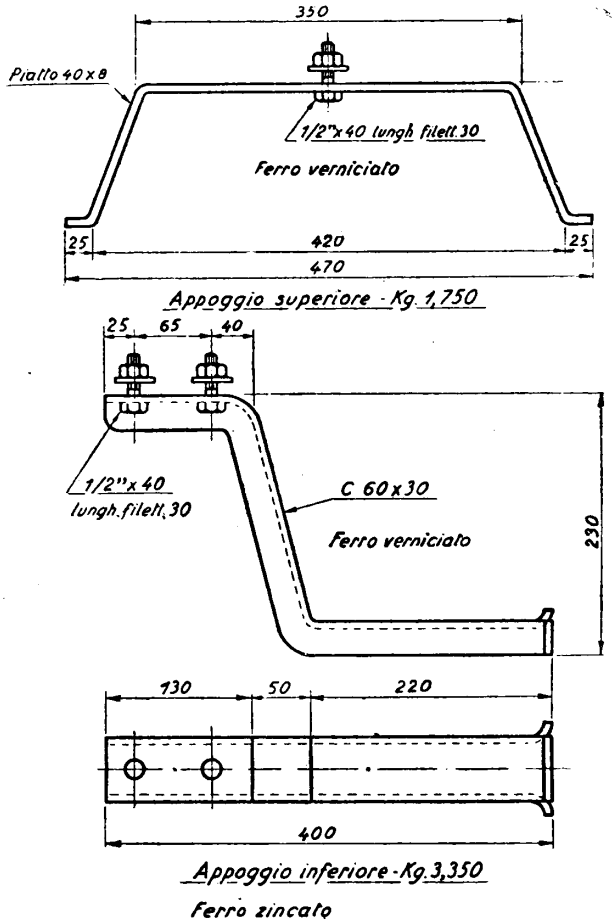


Fig. 232 – Appoggio per armadio Siet.

La terminazione dei cavi è fatta mediante *cassette* che possono essere senza protezione o con protezione; le prime si chiamano *cassette di distribuzione* o *box*, le altre *cassette di protezione*. Di queste ultime parleremo più avanti (n° 166).

A ciascuna cassetta terminano generalmente 10 coppie di rete, eccezionalmente 5, 15, 20, 25.

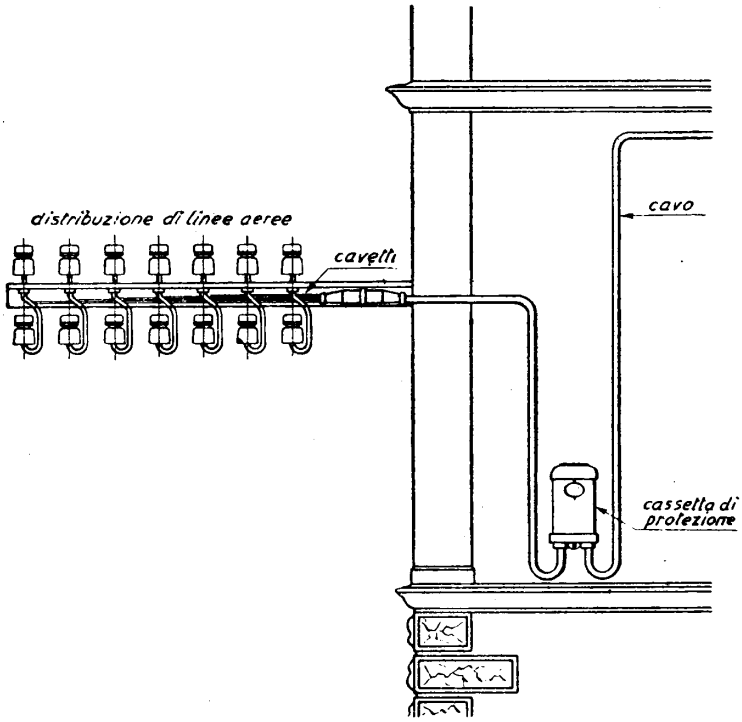


Fig. 233 – Cassetta di protezione e distributore.

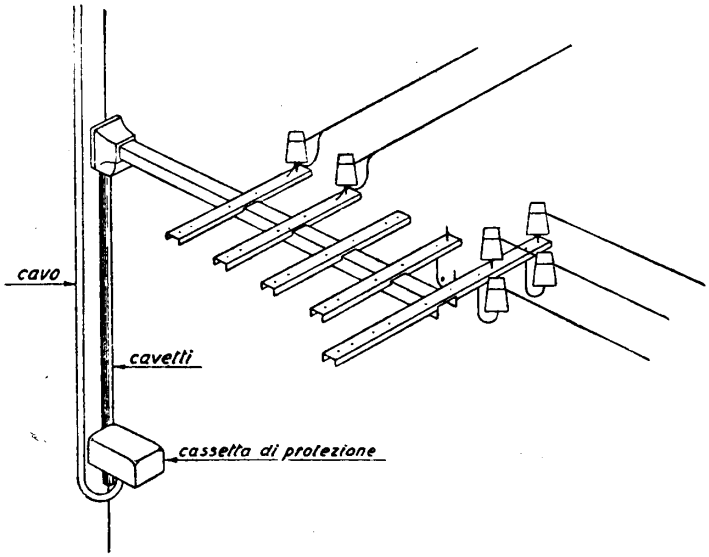


Fig. 234 – Distributore Ericsson normale.

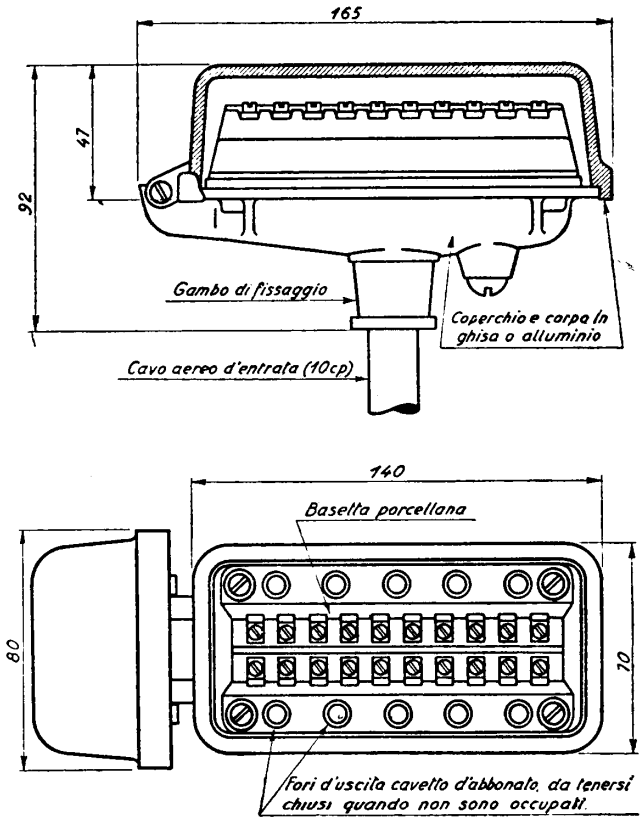


Fig. 235 – Cassetta di distribuzione a 10 coppie.

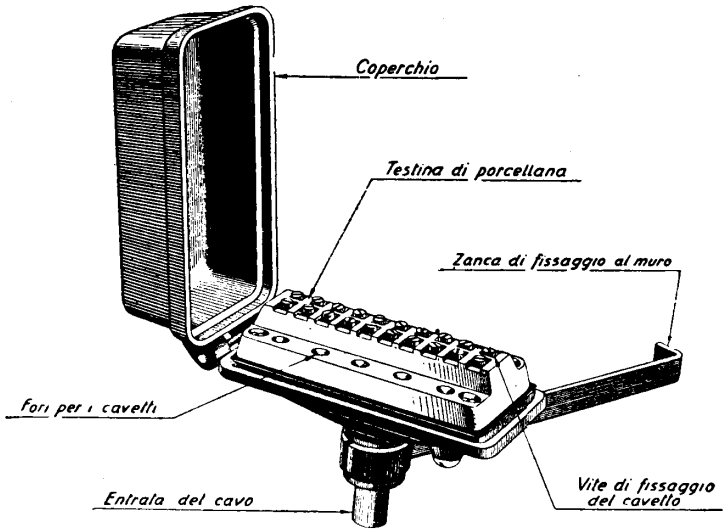


Fig. 236 – Cassetta di distribuzione a 10 coppie (vista).

Le cassette di protezione sono collegate per mezzo di cavetti bipolari alle mensole di partenza delle linee aeree (figg. 233 e 234).

Alle cassette di distribuzione (box) sono invece collegate le linee in cavetto sottopiombo (distribuzione tutta in cavo).

Ad uno stesso fascio di 10 coppie (eccezionalmente 15 oppure 20, ecc.) possono essere collegate varie cassette di protezione o di distribuzione *in derivazione* il che significa che tutte o parte delle coppie possono essere utilizzate prelevandole

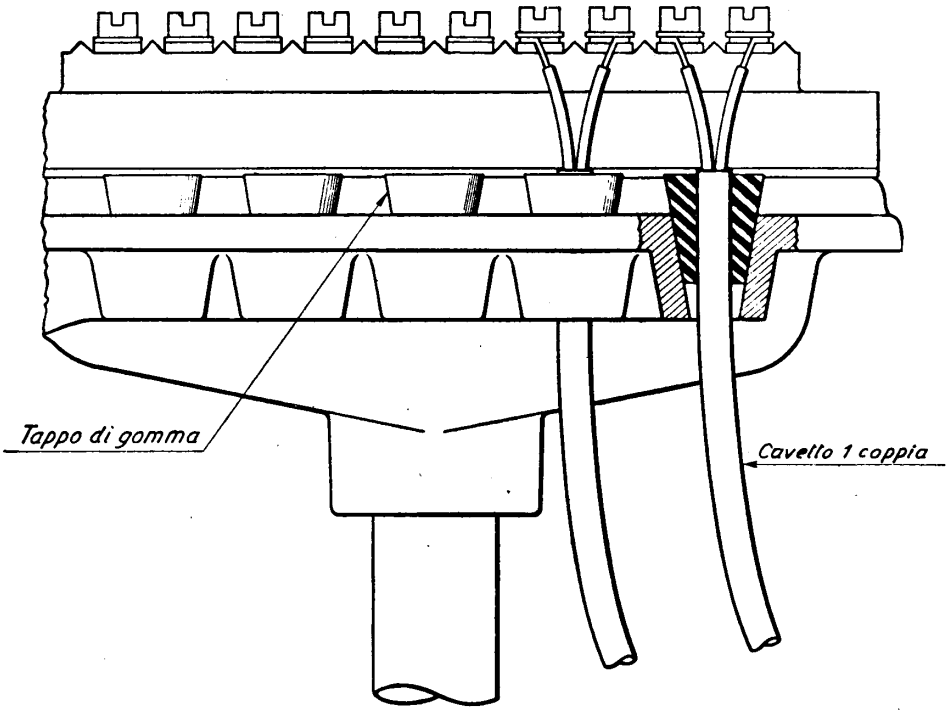


Fig. 237 – Sistemazione dell'entrata del cavetto d'abbonato nella cassetta di distribuzione.

dalla cassetta che risulti più comoda perchè più vicina all'abbonato da allacciare, senza necessità di eseguire altre operazioni sui giunti o sulle cassette; le derivazioni vengono effettuate in corrispondenza delle giunzioni stesse dei cavi durante la costruzione della rete.

Le cassette di distribuzione (figg. 235-236) sono costituite da una scatoletta munita di coperchio a buona tenuta (di ghisa o alluminio fuso) la quale contiene una basetta in porcellana con i terminali metallici a vite per il fissaggio delle estremità dei conduttori. Il cavo a 10 coppie entra da un foro praticato sotto la basetta; i cavetti bipolari sottopiombo escono da tanti fori adiacenti al rispettivo terminale. La fig. 237 indica il dettaglio di fissaggio dei cavetti con tappi di tenuta in gomma.

La fig. 238 rappresenta il ferro a zanca mediante il quale la cassetta viene fissata al muro.

Talvolta le cassette di distribuzione vengono installate all'interno di uno stabile. Si usa allora un tipo per interni, in bachelite, rappresentato in fig. 239.

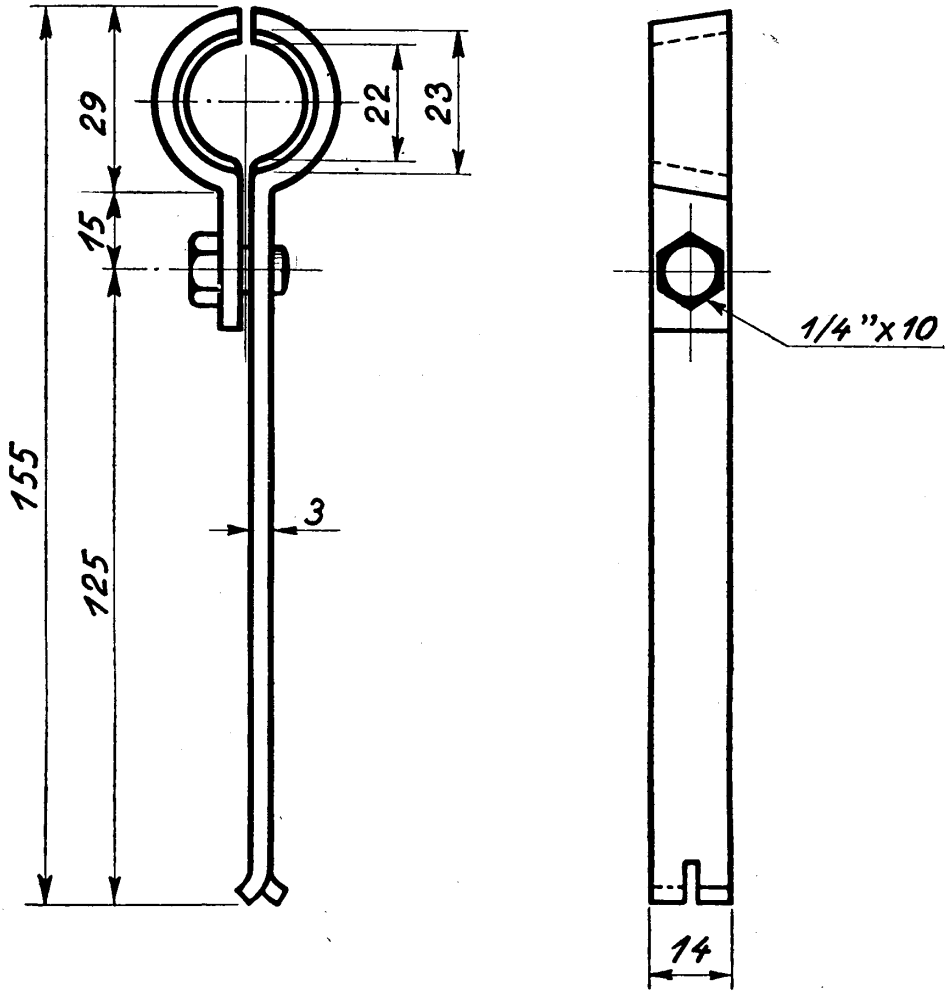


Fig. 238 – Appoggio a muro per cassette di distribuzione.

136. Linee di abbonato. — Vanno dai distributori agli organi di protezione installati presso gli abbonati. Possono essere di due tipi:

a) *sottopiombo*, quando il collegamento è fatto impiegando esclusivamente cavetto bipolare 2 × 6/10; in questo caso non sono necessari organi di protezione

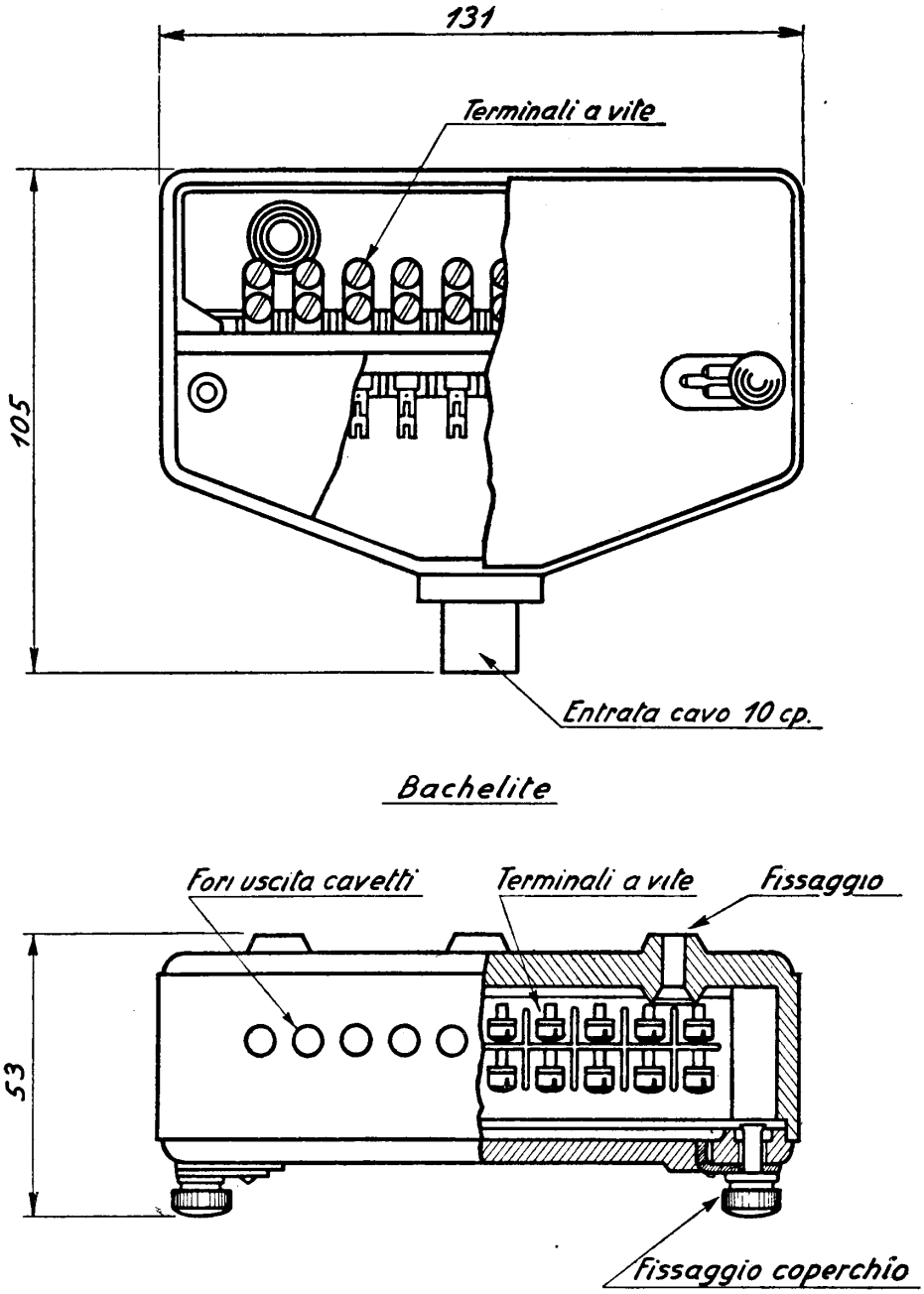


Fig. 239 - Cassetta di distribuzione per interni a 10 coppie.

al distributore, in quanto normalmente tale linea di abbonato non viene a contatto con linee esterne e non può essere influenzata gravemente da fenomeni atmosferici per la schermatura del piombo. Pertanto queste linee, come si è visto, vengono collegate senz'altro alle cassette di distribuzione;

b) *miste*, cioè composte in parte da cavetto sottopiombo ed in parte da linea aerea, e precisamente: sottopiombo dalla cassetta di protezione alla mensola di partenza, e fra la mensola di arrivo ed il protettore di abbonato; aerea nella parte intermedia.

Per la parte aerea è stato largamente impiegato in passato il filo di bronzo da mm 1,25 su isolatori tipo 3 (n° 156); ora si impiega anche normalmente acciaio da mm 2 su isolatori 2 ½, ma col ritorno alle condizioni normali il bronzo riprenderà ad essere largamente impiegato.

Queste linee miste devono sempre essere collegate a cassette di protezione, alle due estremità (vedi n° 166 *b*).

Di solito le linee di abbonato aventi uno sviluppo inferiore ai 100 metri si costruiscono tutte sottopiombo; in tal caso la costruzione e la manutenzione sono notevolmente semplificate.

II. Posa dei cavi sotterranei.

137. Cavi posati in cunicoli. — I cunicoli sono gallerie sotterranee eseguite generalmente in corrispondenza dell'arrivo di numerosi cavi nelle grandi centrali. Hanno di solito sezione rettangolare con o senza voltina (in qualche caso vengono impiegati cunicoli a sezione circolare) e portano, su una o tutte e due le pareti, delle mensolette per il sostegno dei cavi sottopiombo (figg. 240-241-242-243).

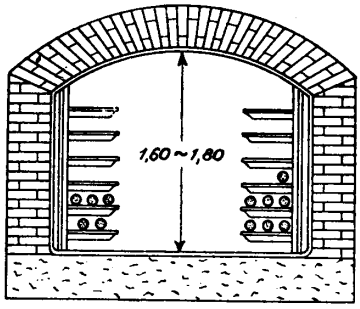


Fig. 240 – Cunicolo in muratura.

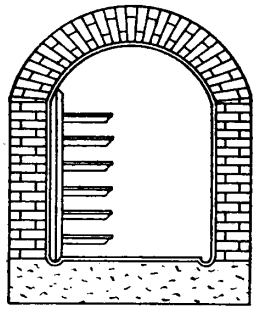


Fig. 241 – Cunicolo in muratura.

La sezione, variabile da caso a caso, deve consentire il passaggio di un uomo ed avere larghezza sufficiente per permettere l'esecuzione di lavori sui cavi, particolarmente dei giunti.

Le mensolette (ricavate da un profilato ad L od a T) possono portare uno o più cavi e la distanza orizzontale fra l'una e l'altra dipende dal diametro dei cavi

(generalmente 50÷100 cm), mentre la distanza verticale deve tenere conto della possibilità di mettere o rimuovere i cavi (20÷25 cm).

Nei punti di appoggio si interpone fra i cavi e le mensolette un cuscinetto di materiale tenero (ad es. legno o piombo), per non guastare la guaina.

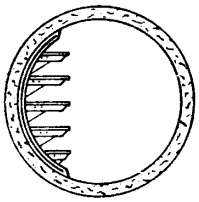


Fig. 242 – Cunicolo in cemento armato.

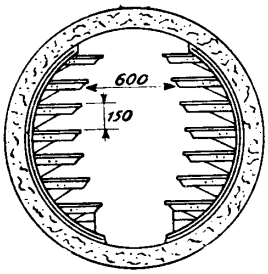


Fig. 243 – Cunicolo in cemento armato.

Nella costruzione dei cunicoli si tiene presente la necessità di un regolare deflusso, verso una delle estremità, dell'acqua che può filtrare attraverso le pareti od essere addotta dalle tubazioni che fanno capo al cunicolo.

138. Cavi in tubazione. — Le tubazioni hanno dimensioni più ridotte dei cunicoli. Possono essere *ad un solo foro*, di diametro 20÷30 cm, in cui vengono col-

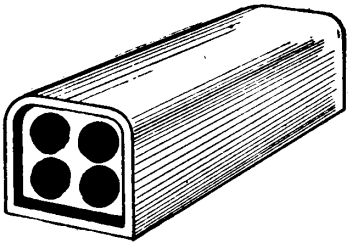


Fig. 244 – Tubazione monolitica a 4 fori.

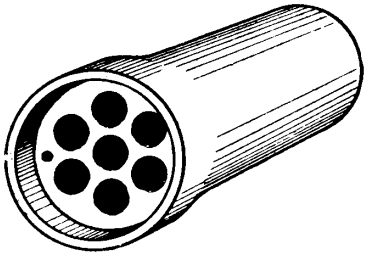


Fig. 245 – Tubazione monolitica a 7 fori.

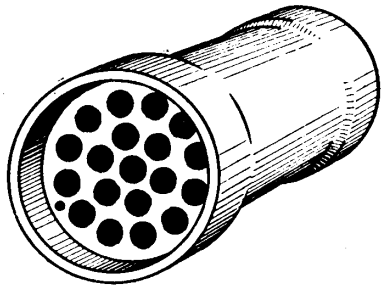


Fig. 246 – Tubazione monolitica a 19 fori.

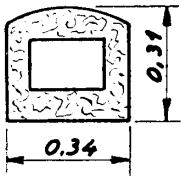


Fig 247.

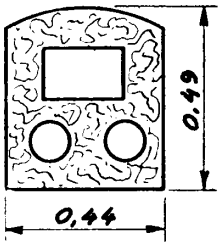


Fig 248.

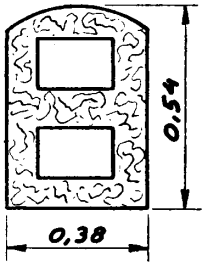


Fig 249.

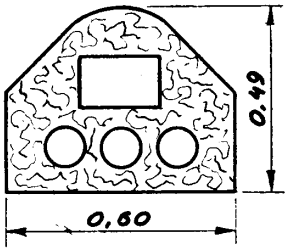


Fig. 250.

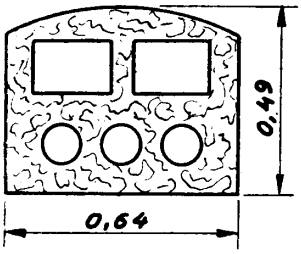


Fig 251.

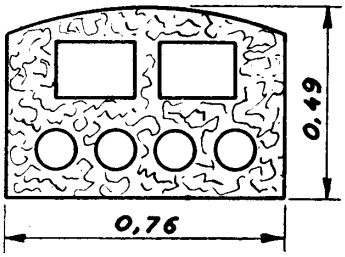


Fig. 252.

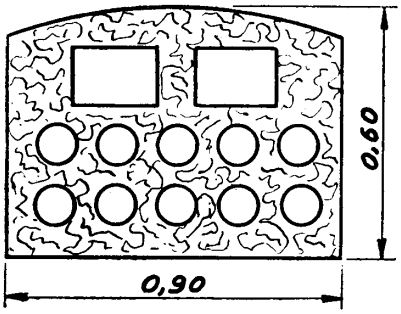


Fig. 253.

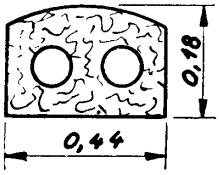


Fig. 254.

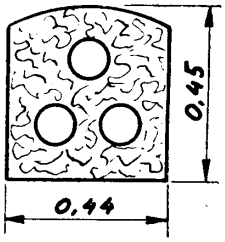


Fig. 255.

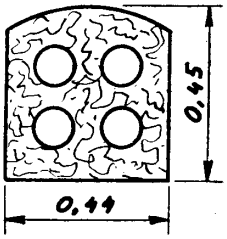


Fig. 256.

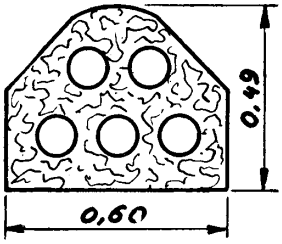


Fig. 257.

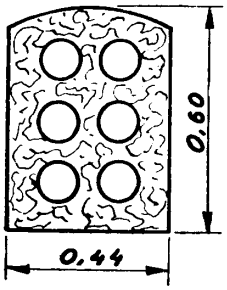


Fig. 258.

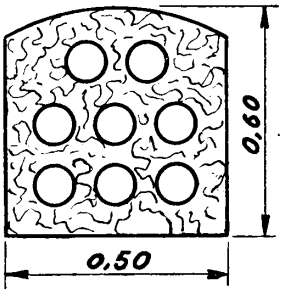


Fig. 259.

Fig. 247-259 – Tipi di manufatto in calcestruzzo pe tubazioni telefoniche.

locati diversi cavi sottopiombo, oppure *a fori multipli*, ciascuno dei quali è destinato ad un solo cavo. In questo secondo caso il diametro interno dei tubi è variabile da 8 a 12 cm.

Le tubazioni usate sono di vario tipo:

— *in grès*: tubi di grès ceramico con giunto a bicchiere; in corrispondenza dei bicchieri la tenuta è assicurata da una colata di bitume e stoppa. Vengono circondati da un manufatto di calcestruzzo;

— *in cemento*: blocchi preparati in cantiere con diversi fori e giuntati sul posto con una gettata di cemento (esempio: tubazione monolitica Ericsson; figure 244÷246), oppure costituite da tubi elementari di cemento, collocati in opera e riuniti in un manufatto di calcestruzzo (figg. da 247 a 259);

— *in eternit*: tubi di *eternit* (o fibronit ed affini), cioè di un impasto di cemento ed amianto, caratterizzati rispetto al grès ed al cemento da pezzi elementari

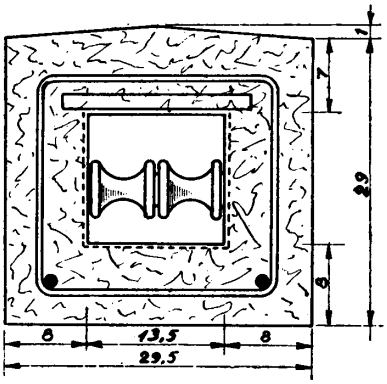


Fig. 260 – Canalizzazione a 2 rulli.

più lunghi e spessori più ridotti; la giunzione a tenuta si realizza con bicchiere ed anelli di gomma (tubi tipo fognatura) – (figg. c. s.);

— *in cartone bitumato*: tubi di cartone fortemente compresso e bitumato (queste tubazioni, benchè economicamente convenienti, presentano il grave difetto della putrefazione e disfacimento dei tubi dopo un certo tempo);

— *brevetto SACAF*: gettata di cemento eseguita attorno a dei tubi di gomma o tela gommata, resi rigidi con aria compressa; avvenuta la presa del cemento, i tubi vengono sgonfiati ed estratti dal manufatto;

— *a rulli* (brevetto ing. Pasini): entro un piccolo cunicolo di calcestruzzo vengono collocati ad intervalli di 60 cm a 1 metro, dei telaini di acciaio inossidabile portanti dei rulli di porcellana o grès sui quali vengono fatti scorrere i cavi come su gole di carrucole (figg. 260-261).

I requisiti essenziali richiesti ad una tubazione, qualunque ne sia il tipo, sono i seguenti:

1) perfetta continuità di tutti i fori, costanza di sezione ed allineamento dei tubi;

2) impermeabilità all'acqua presente nel terreno circostante, anche a leggera pressione;

3) sufficiente resistenza in caso di eventuali cedimenti del terreno;

4) garanzia contro possibili corrosioni chimiche del piombo dei cavi a contatto con i tubi;

5) dimensioni di ingombro ridotte.

Non tutti i tipi di tubazione rispondono egualmente a questi requisiti e caso per caso si dovrà scegliere fra di essi quello più indicato in base alla situazione locale e considerando sempre il fattore costo.

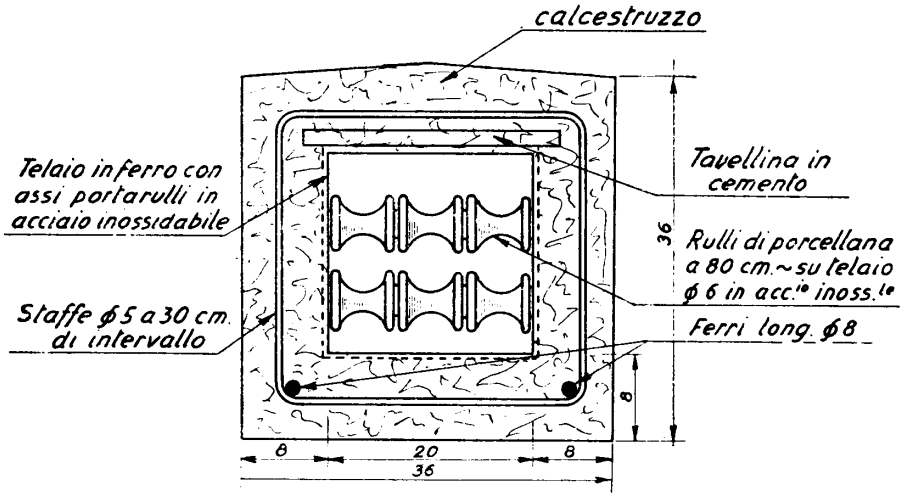


Fig. 261 – Canalizzazione a 6 rulli.

Si richiama in particolare l'attenzione sul fenomeno, che spesso è stato riscontrato, di corrosione del rivestimento di piombo dei cavi per reazione chimica col cemento delle tubazioni; pare che questa corrosione avvenga soltanto nei primi tempi dopo la costruzione, quando cioè il cemento non ha completato il processo di presa ed esistono ancora tracce di ossido di calce non idratato.

139. Camerette sotterranee. — Lungo il percorso delle tubazioni vengono costruiti dei vani o *camerette sotterranee* ogni qualvolta si presenti qualcuna delle seguenti necessità:

1) cambiamento di direzione;

2) diramazione della tubazione in due o più direzioni;

3) variazione nel numero di fori della tubazione;

4) derivazione di cavi dal fascio principale convogliato nella tubazione;

5) variazione di livello fra due tronchi di tubazione;

6) suddivisione della tubazione in tratte di lunghezza non superiore alle pezzature di cavo (80÷100 m).

Le camerette sotterranee servono pertanto di raccordo fra tronchi di tubazione, permettono la posa e la giunzione, nonchè lo smistamento dei cavi e l'adattamento delle tubazioni all'andamento planimetrico ed altimetrico del terreno.

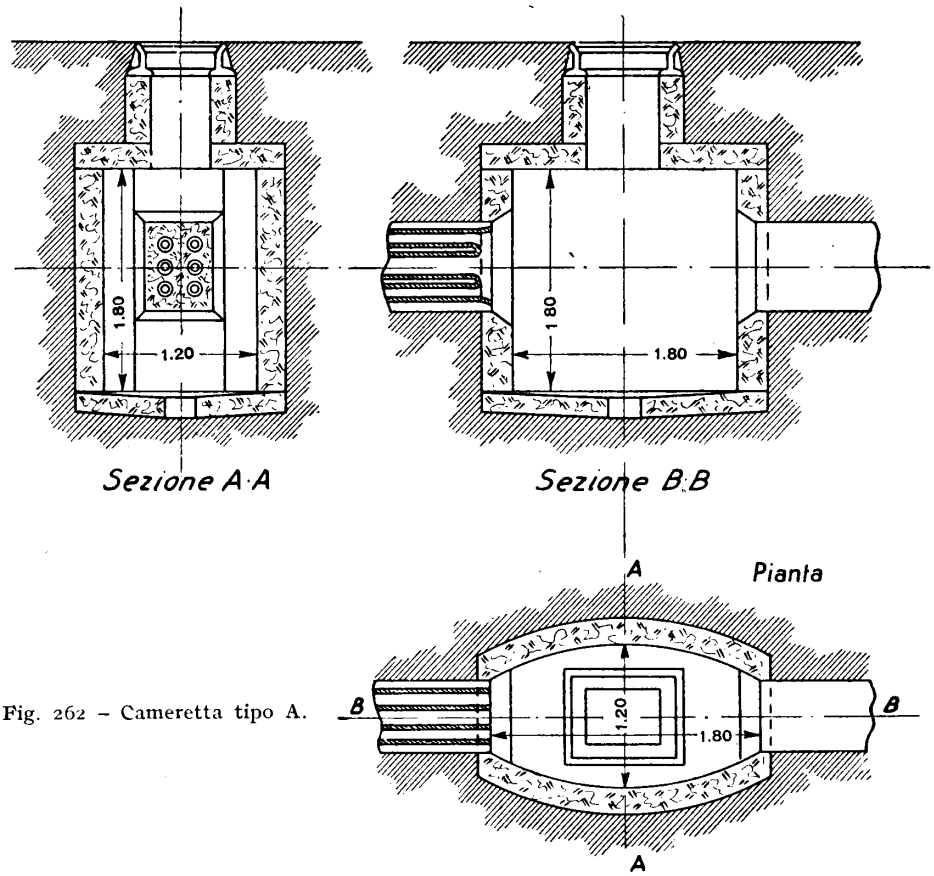


Fig. 262 – Cameretta tipo A.

Le camerette sono costruite in muratura di mattoni, in calcestruzzo o con sistema misto (vedi figg. da 262 a 265).

Il fondo è quasi sempre costituito da una platea in calcestruzzo con pozzetto di raccolta per le acque e, ove non si abbia a temere infiltrazione di acque sotterranee, perdente; i muri possono essere in mattoni (almeno 25 cm di spessore per cameretta posta sotto marciapiedi e 40 cm sotto carreggiata) od in calcestruzzo armato; la copertura è costituita da una soletta in cemento armato (15 cm sotto

marciapiedi, 20 cm sotto carreggiata), oppure da una voltina in mattoni (almeno 25 cm).

La cameretta è accessibile dall'esterno attraverso un *torrino* soprastante la volta, completato da un *chiusino* al livello del terreno (fig. 266).

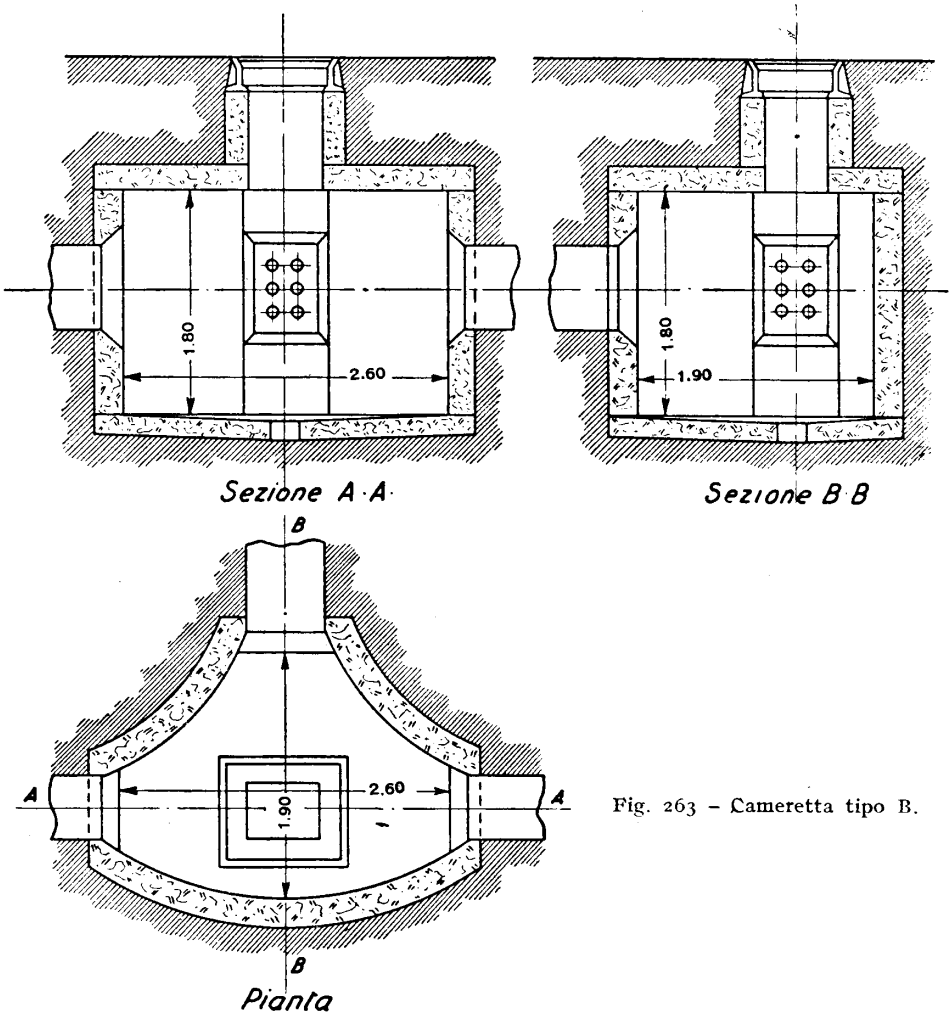


Fig. 263 – Cameretta tipo B.

Forma e dimensioni delle camerette sono variabili secondo le necessità degli impianti e del terreno; l'altezza è di solito di almeno m 1,80, la larghezza di m 1,50 e la lunghezza di almeno m 2; le pareti laterali si fanno, nei più moderni impianti, curve, onde permettere una facile disposizione dei giunti dei cavi; in tutti i casi gli spigoli sono smussati o raccordati a largo raggio.

La quota del fondo di una cameretta va stabilita tenendo conto, oltre che dell'altezza di almeno 1,80, della necessità che il foro più basso delle tubazioni sia ad almeno un metro circa dal pavimento e quello più alto ad almeno 30 cm dalla volta; ciò per rendere possibili le operazioni sui cavi (posa e giunzione).

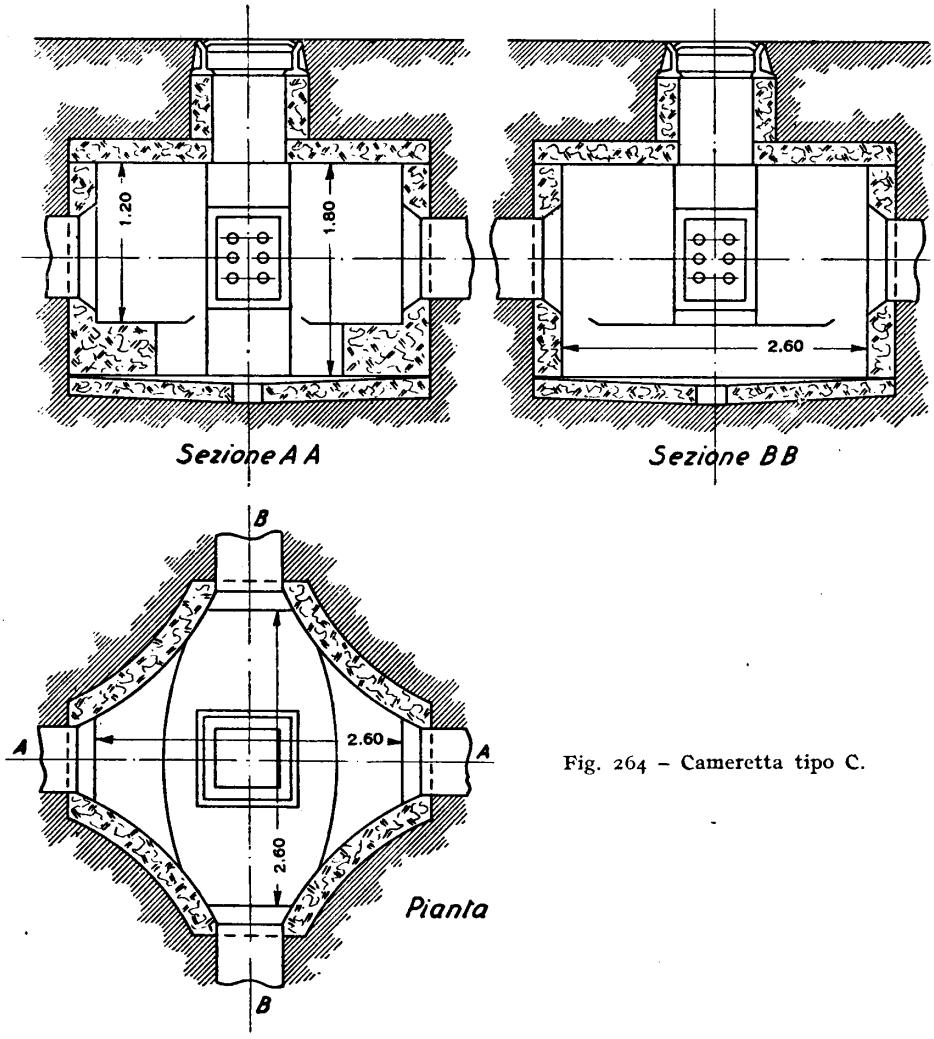


Fig. 264 – Cameretta tipo C.

Le camerette sotterranee devono essere accuratamente intonacate all'interno con malta cementizia impermeabilizzata; quando si abbia ragione di temere forte infiltrazione d'acqua, l'intonaco dovrà essere applicato anche esternamente.

I chiusini sono generalmente di ghisa (talvolta in cemento fuso), devono avere dimensioni planimetriche sufficienti per il passaggio di un uomo e per l'esecuzione

dei lavori di introduzione e sfilamento di cavi dalle tubazioni, e spessore adeguato al sovraccarico accidentale che devono sopportare.

Rispetto allo svolgimento planimetrico delle tubazioni si possono avere camerette:

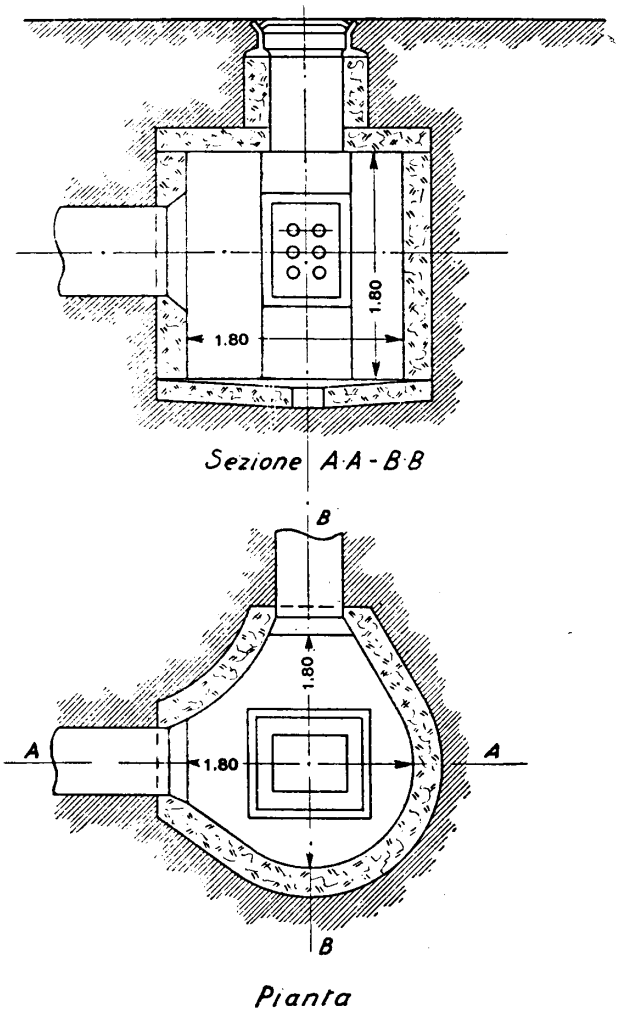


Fig. 265 – Cameretta tipo D.

di passaggio: quando vi sboccano le sole tubazioni provenienti da opposte direzioni (tipo A, fig. 262);

d'angolo: quando gli assi delle due tubazioni formano un certo angolo, di solito 90° (tipo D, fig. 265);

a due o più diramazioni: quando nella cameretta sboccano tre o più tubazioni provenienti da direzioni differenti (tipi B, C, figg. 263-264).

Nelle camerette possono terminare, oltre alle vere e proprie tubazioni, anche dei brevi tronchi di tubo passante, per l'uscita dei cavi armati.

Le camerette vengono usate anche lungo il percorso di cavi armati od in cassetta (vedi n° 140), in corrispondenza di giunzioni di particolare importanza o per

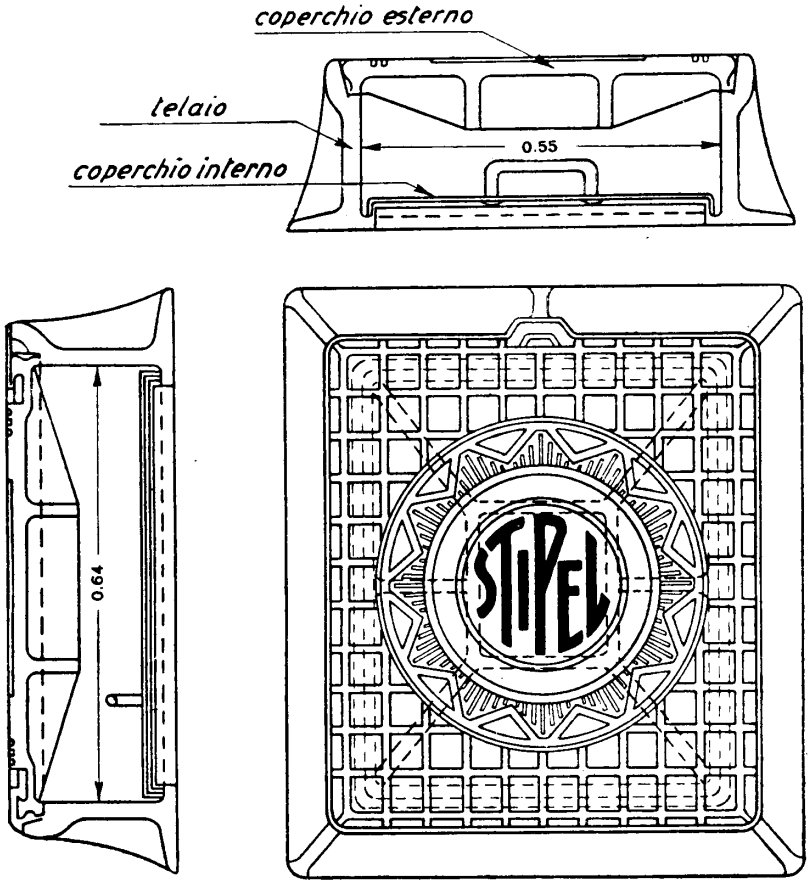


Fig. 266 - Chiusino per camerette.

opere speciali di protezione; in questi casi le camerette possono avere dimensioni sensibilmente inferiori a quelle normali, fino a ridursi qualche volta a semplici *pozzetti* di ispezione.

140. Cavi interrati (in trincea). — I cavi sotterranei possono anche essere collocati direttamente nel terreno. In questo caso è indispensabile disporre di

una sufficiente protezione dagli agenti esterni sia meccanici (picconate, frane), sia chimici od elettrici (corrosioni).

Si hanno pertanto due principali tipi di sistemazione:

Cavi armati su letto di sabbia. — Nei cavi armati, come sappiamo, la guaina in piombo è ricoperta da strati di bitume o carta bitumata, da un'armatura costituita da nastri o da fili di acciaio e da imbottitura di iuta bitumata.

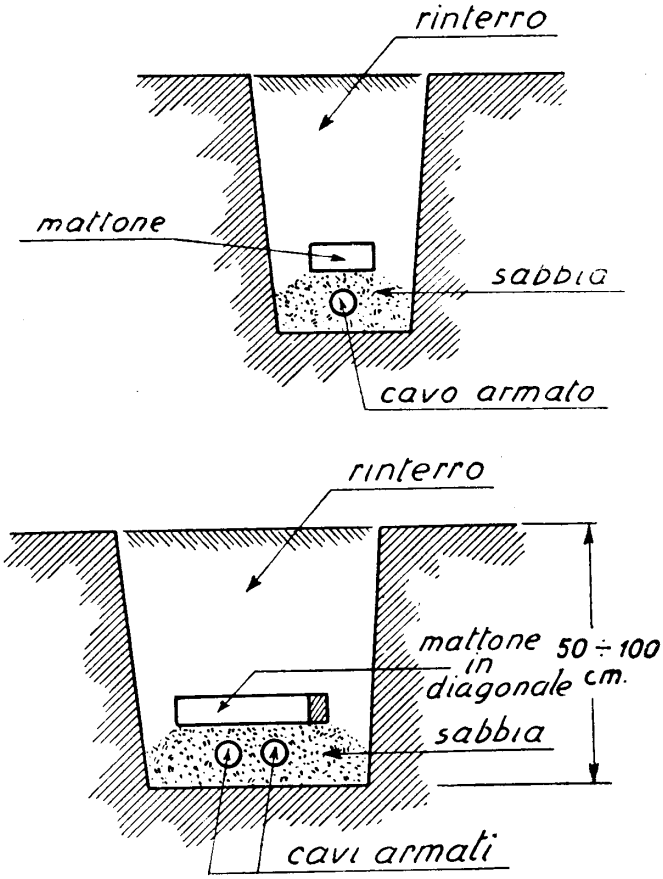


Fig. 267-268 – Posa di cavi armati (in trincea).

Il cavo armato viene collocato su un letto di circa 10 cm di sabbia, sul fondo di una trincea profonda da 50 a 100 cm, quindi ricoperto con altra sabbia e una fila di mattoni.

Lo scavo viene in seguito riempito di terra ben costipata.

La protezione dalle picconate o frane è affidata ai mattoni sovrastanti il cavo ed all'armatura metallica; quella elettrochimica alla sabbia, e al bitume ed alla iuta predisposti attorno al cavo durante la fabbricazione.

Questo tipo di sistemazione si impiega soltanto per cavi urbani di limitata potenzialità e su percorsi non soggetti a fenomeni di elettrolisi (vedi n° 152 e segg.); invece per i cavi interurbani è tuttora largamente adottato. Ha il vantaggio di prestarsi molto bene per tracciati sinuosi, con varie accidentalità altimetriche nel sottosuolo, e di permettere una facile esecuzione dei lavori (vedi particolari di posa in figg. 267-268).

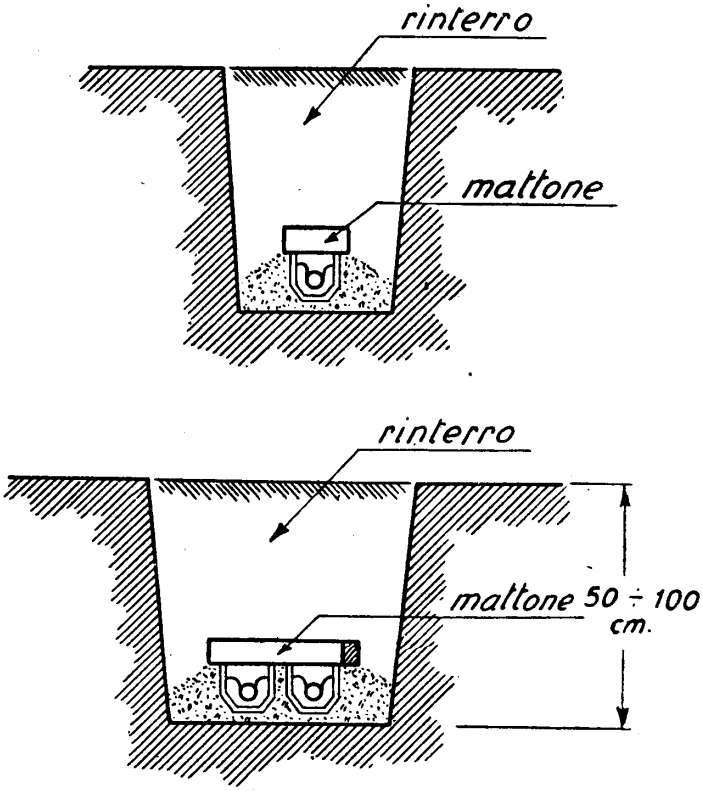


Fig. 269-270 – Posa di cavi sottopiombo in cassetta e bitume.

Cavi in cassetta e bitume. — In tutti i casi in cui esiste la possibilità di corrosioni chimiche od elettrochimiche (terreni inquinati da sostanze acide, ammoniacali, ecc. oppure zone percorse da correnti elettriche vaganti) si adotta la sistemazione con cassetta e bitume.

Il cavo può essere armato o nudo, e viene collocato nell'interno di una cassetta e centrato con tasselli o sostegni di forma varia; in seguito si riempie la cassetta con bitume caldo (puro o miscelato con sabbia) in modo da ottenere un rivestimento completo tutto intorno al cavo.

Esistono molti sistemi di posa in cassetta, fra i quali ricordiamo i seguenti:

a) *Cassetta di ferro*: è costituita con lamierino da 1÷2 mm, dimensioni variabili secondo la grossezza del cavo, innesti a bicchiere e coperchio pure di lamiera; si impiegano per il centramento tasselli di vario tipo. Queste canalette presentano un notevole grado di sicurezza dal punto di vista meccanico, ma trovano impiego, dato l'elevato costo, solo in punti particolarmente soggetti a danneggiamenti dall'esterno (scarsa profondità nel sottosuolo, incroci con altri servizi e simili).

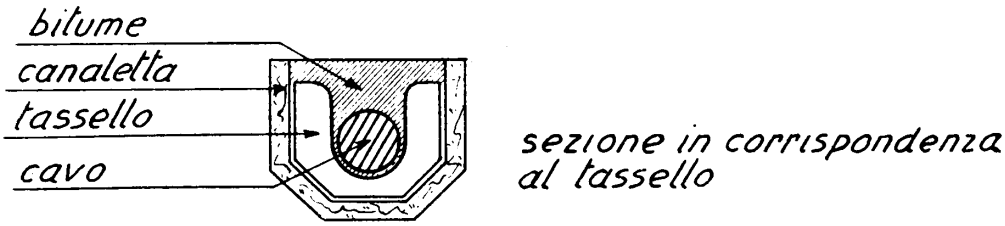


Fig. 271 – Particolare della cassetta con bitume.

b) *Cassetta di legno*: formata da assicelle, dello spessore di circa 1,5 cm, chiodate; dimensioni variabili, giunzioni generalmente a bicchiere; tasselli distanziatori di vario tipo. Sono di impiego frequente grazie anche al costo limitato. Deperiscono però rapidamente anche se, come è buona regola, sono state trattate con carbolineum o creosoto od addirittura bollite nel bitume (figg. 269, 270 e 271).

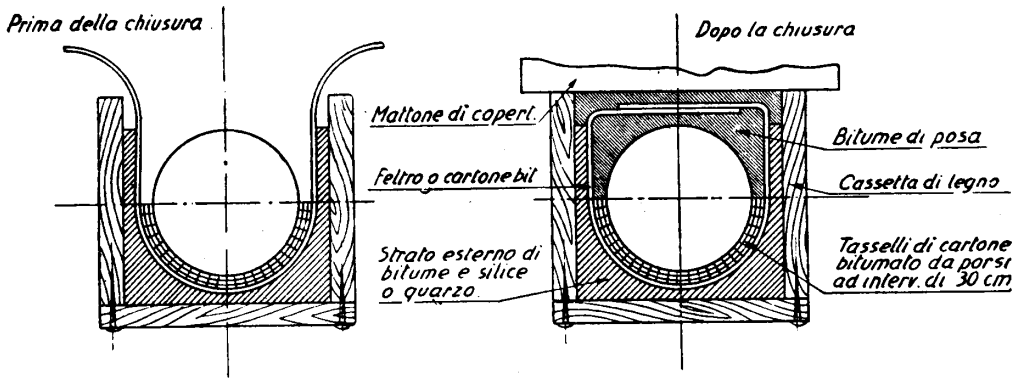


Fig. 272 – Cassetta tipo « Panara » prima della chiusura.

Fig. 273 – Cassetta tipo « Panara » dopo la chiusura.

c) *Cassetta Panara*: è una variante della cassetta di legno. Durante la fabbricazione si dispone un feltro bitumato (fig. 272), distanziato dalla cassetta da uno strato di bitume e conformato in modo da preparare la sede al cavo. Le cassette vengono unite con assicelle chiodate e, dopo lo stendimento del cavo su appositi tasselli e colata di uno strato di bitume puro, il feltro viene ripiegato sul cavo in

modo da avvolgerlo e si completa con altro bitume il riempimento della cassetta (figg. 273, 274 e 275).

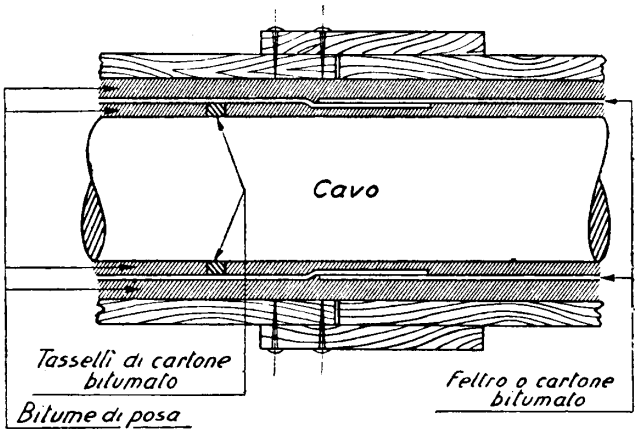


Fig. 274 – Cassetta tipo « Panara »; pianta con sistema di giunzione.

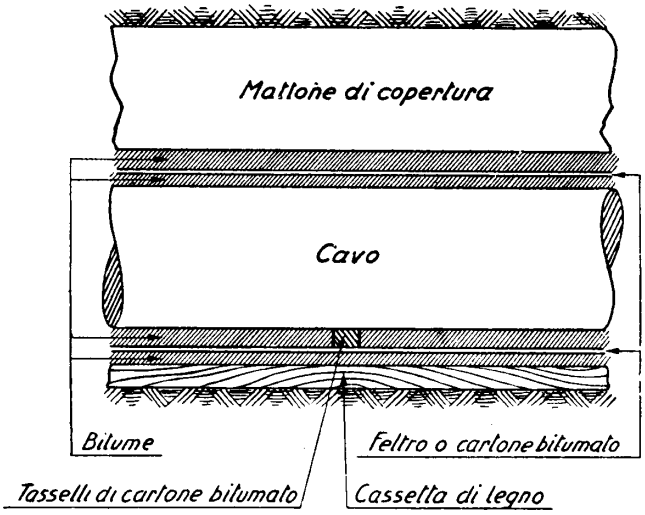


Fig. 275 – Cassetta tipo « Panara »; sezione longitudinale.

Caratteristica del sistema è il doppio strato di bitume esterno ed interno al feltro che dà una maggiore garanzia di isolamento della guaina del cavo rispetto alla terra.

La cassetta Panara ha avuto, specie in zona STIPEL, largo impiego nel sottosuolo urbano soggetto ad elettrolisi.

d) *Cassetta di cemento*: è una variante delle cassette in ferro od in legno, dalle quali differisce solo per il materiale adoperato.

e) *Cassetta di eternit*: presenta i vantaggi di leggerezza, quasi assoluta impermeabilità e durata. Ha pertanto trovato largo impiego, tanto nei tipi correnti forniti dalle fabbriche, quanto sotto forme speciali studiate dalle società telefoniche. Ad esempio, STIPEL ha esperimentato un tipo con alloggiamenti per i tasselli, al fine di ottenerne un regolare distanziamento e quindi una perfetta centratura del cavo nella cassetta.

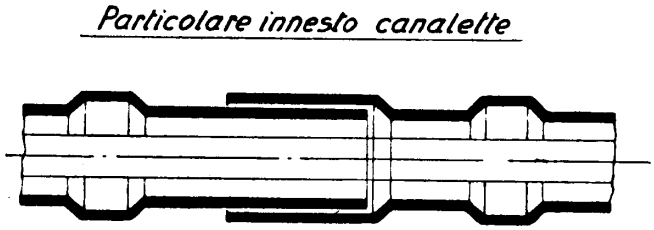


Fig. 276 – Cassetta di Eternit con alloggiamenti per tasselli.

Per evitare la formazione di bolle al momento della colata del bitume, le cassette vengono preventivamente verniciate all'interno con sostanze speciali (vernice alla cellulosa) oppure bollite completamente in bitume puro. Le giunzioni sono del tipo a bicchiere; sono previsti raccordi per le curve e pezzi speciali per i giunti (figg. 276-277).

f) *Cassette varie*: oltre a quelli indicati esistono altri tipi e sistemi di cassette (pater-cemento, cotto, ecc.) di impiego più raro.

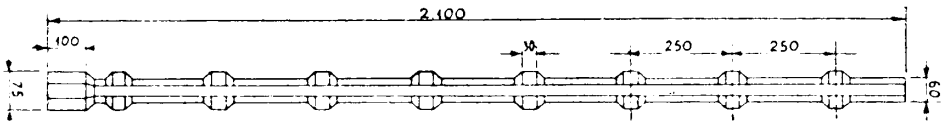


Fig. 277 – Elemento completo di cassetta di Eternit.

I *tasselli* servono a distanziare il cavo dal fondo e dalle pareti delle cassette ed a permettere quindi che il bitume circondi perfettamente tutto il cavo e costituisca una efficace protezione (fig. 278).

Devono essere: isolanti, non deperibili, facilmente conglobabili nella massa del bitume.

Si adottano tasselli di legno, di cartone bitumato, di cotto, di porcellana, di bitume duro, ecc. La distanza fra i tasselli deve essere tale da non permettere che fra l'uno e l'altro il cavo, a causa del suo peso, avvicini troppo o addirittura tocchi il fondo della cassetta (comunemente da 25 a 50 cm).

Per la colata si impiega generalmente *bitume* a basso punto di fusione, alquanto plastico anche a temperatura ordinaria; non deve contenere sostanze acide, o fenoli, che intaccano il piombo del cavo. Il miglior bitume è quello naturale, o derivato dalle distillazioni dei petroli grezzi.

Non si deve impiegare comune catrame di carbon fossile, appunto a causa delle varie impurità nocive al piombo.

Viene anche impiegato il mastice d'asfalto naturale, reso plastico con aggiunta di bitume.

Il bitume può essere colato nelle cassette, puro o mescolato con sabbia. Il primo sistema, evidentemente più costoso, assicura una migliore riuscita del lavoro e garantisce il buon isolamento della guaina rispetto alla terra; il secondo

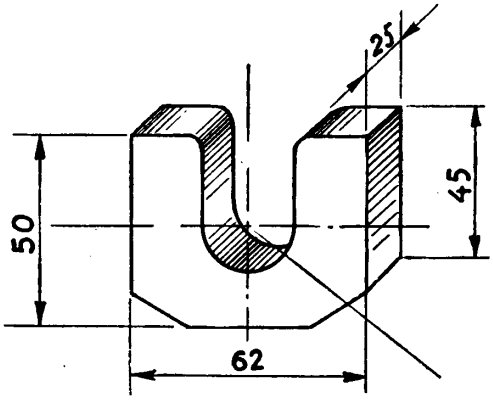


Fig. 278 – Tassello per posa di cavo in cassetta.
(N.B. La cava del tassello varia con la grossezza del cavo).

sistema, con l'impiego di circa $^1/_3$ di sabbia e $^2/_3$ di bitume in volume, si può adottare nei casi in cui la protezione contro le corrosioni passi in seconda linea rispetto alla protezione meccanica.

Il riempimento delle cassette deve essere completo, e poichè col raffreddamento il bitume si ritira, la colata deve essere effettuata in più tempi.

Per il ricoprimento delle cassette si adottano generalmente mattoni, eccezionalmente beole di pietra o coperchi di cemento. La disposizione del ricoprimento non deve ostacolare il rinterro ed il costipamento del terreno attorno alle cassette (esempi nella fig. 279).

Con la sistemazione in cassetta e bitume e, beninteso, se i lavori sono condotti con cura, si può ottenere un grado di isolamento della guaina rispetto alla terra circostante di almeno 5 megohm al metro, il che garantisce praticamente contro il pericolo di danni per elettrolisi. Questo ultimo argomento, data la sua importanza, verrà sviluppato più oltre (n° 152 e segg.).

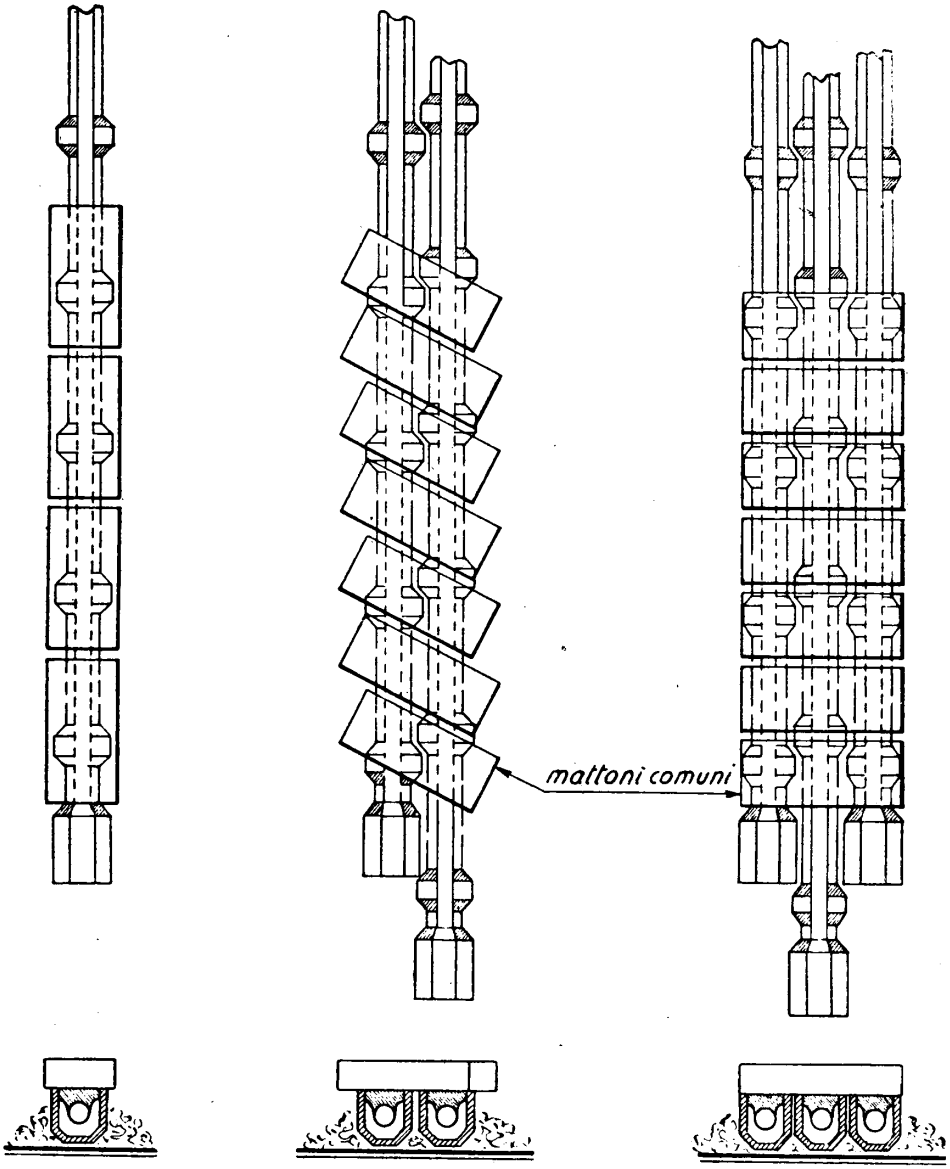
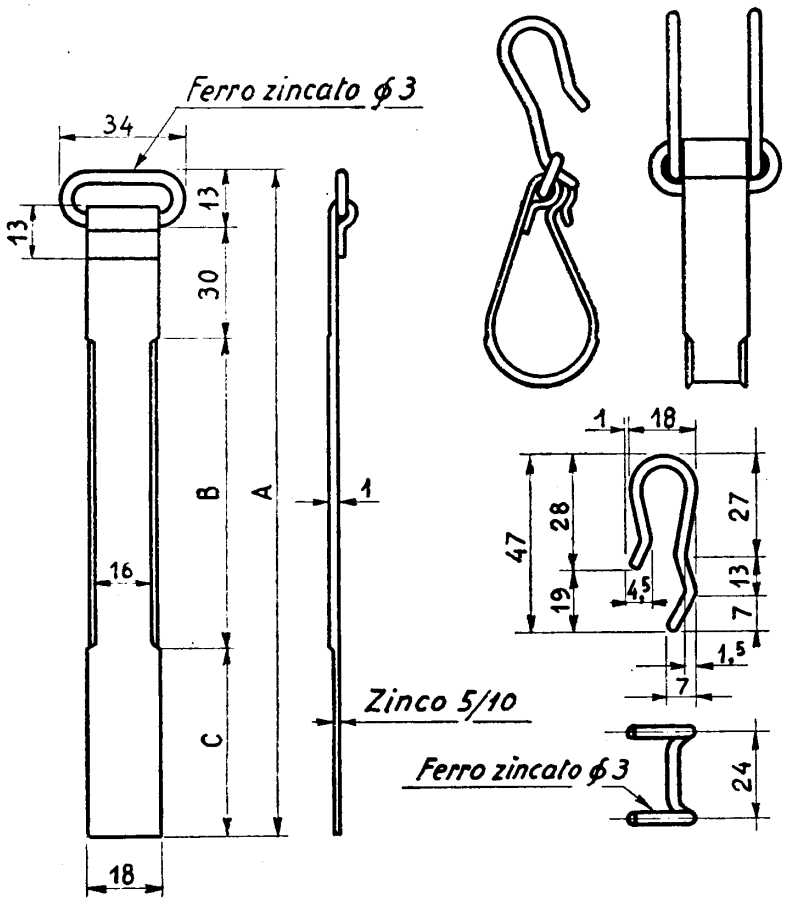


Fig. 279 – Sistemi di ricoprimento delle canalette.

III. Posa dei cavi aerei.

141. Cavi posati su fune. — Per questo tipo di posa si impiega una fune d'acciaio, la quale sorregge il cavo mediante *ganci reggicavo* o fibbie poste a distanza di circa 30 cm.

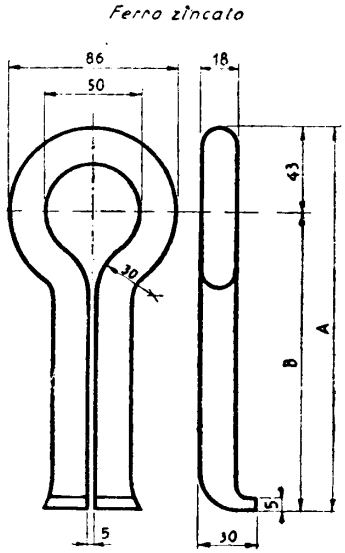
I ganci (fig. 280) sono costituiti da una striscia di lamierino di zinco che viene girata intorno al piombo e ripiegata intorno al gancio vero e proprio, in modo da trattenere solidamente il cavo.



A	B	C	kg
125	42	40	0,0225
175	82	50	0,026
215	115	57	0,0285

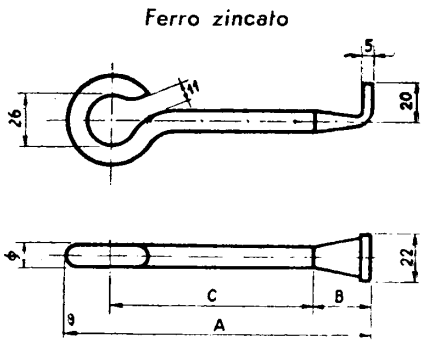
Fig. 280 – Gancio reggicavo.

La fune è fissata al muro, ad una certa altezza, per mezzo di *ferri ad occhiello* (fig. 281), *ganci* (fig. 282), *occhi a muro* (fig. 283), o con *mensole* (fig. 284). Può anche essere sorretta da paline (cavi su tetti) o da palificazioni.



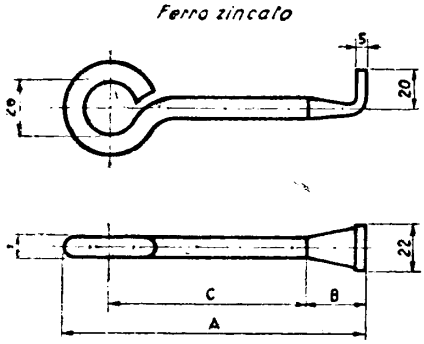
A	B	kg
200	157	0,880
300	257	1,300

Fig. 281 – Ferro reggifune a muro.



ø	A	B	C	kg
10	150	30	107	0,145
10	185	35	127	0,160
13	208	40	142	0,290

Fig. 282 – Gancio reggifune a muro.



ø	A	B	C	kg
10	160	30	107	0,150
10	185	35	127	0,170
13	208	40	142	0,310

Fig. 283 – Occhio a muro.

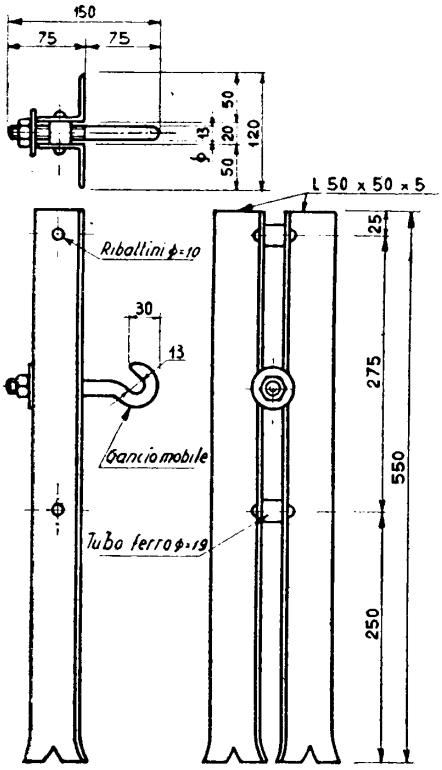


Fig. 284 – Mensola reggicavo.

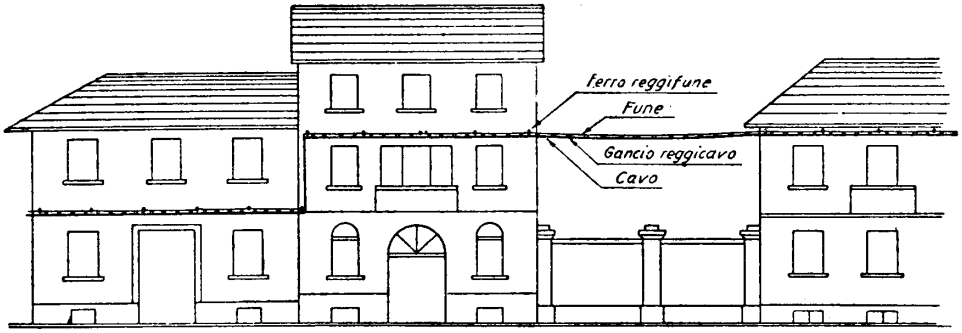


Fig. 285 – Fune sospesa su appoggi vicini.

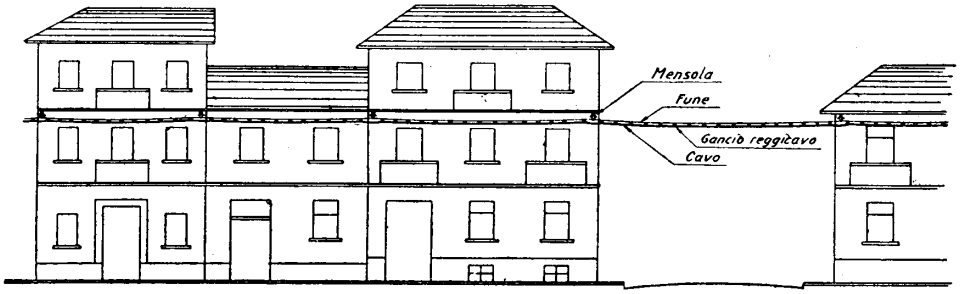


Fig. 286 – Fune sospesa su appoggi lontani.

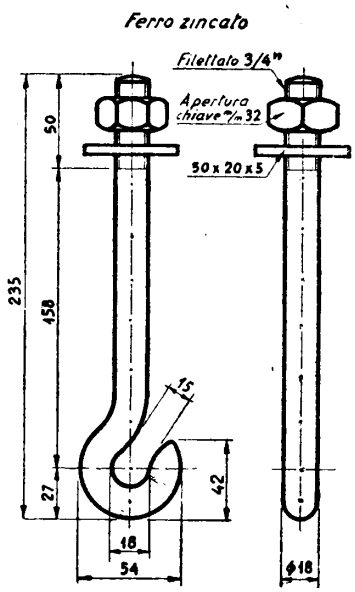


Fig. 287 – Gancio passante a palo.

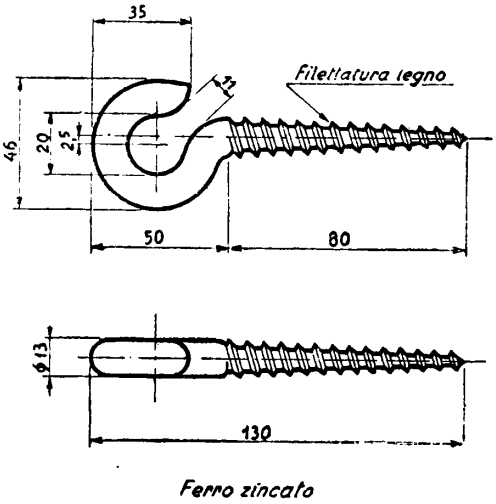


Fig. 288 – Gancio da palo per fune.

I due principali tipi di posa lungo i fabbricati sono:

a) *Su appoggi vicini* (fig. 285): fra ogni capo-corda vengono intercalati ferri reggifune o ganci a muro che fanno da sostegno ad intervalli di due o tre metri; la fune viene tenuta molto vicina ai muri, l'andamento del cavo risulta ben rettilineo.

b) *Su appoggi lontani* (fig. 286): la fune è sorretta da mensole distanziate fra di loro 20÷40 metri, ed è tenuta generalmente un po' più scostata dai muri; questa sistemazione, che risulta più economica della precedente, presenta l'inconveniente di un effetto estetico talvolta poco gradevole per il fabbricato, dato che la fune forma catenaria fra una mensola e l'altra.

Per il fissaggio delle funi alle paline ed ai pali si impiegano *ganci passanti* e *ganci a vite* (figg. 287-288).

ø	A	B	C	D	E	F	kg
3/8''	29	7,5	14	63	25	125	0,290
1/2''	49	12	25	70	35	142	0,580
5/8''	53	14	25	115	35	188	1,210
3/4''							

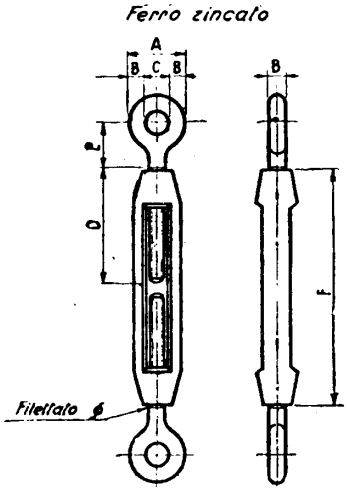


Fig. 289 – Tenditore.

La fune viene tesata con *tenditori* (fig. 289), mediante i quali si raggiunge la tensione voluta.

In genere l'impiego di funi portanti è limitato alla potenzialità di 100 coppie; per cavi fino a 50 coppie si adotta fune di acciaio zincato da 6 mm, oltre le 50 coppie fune da 8 mm di diametro.

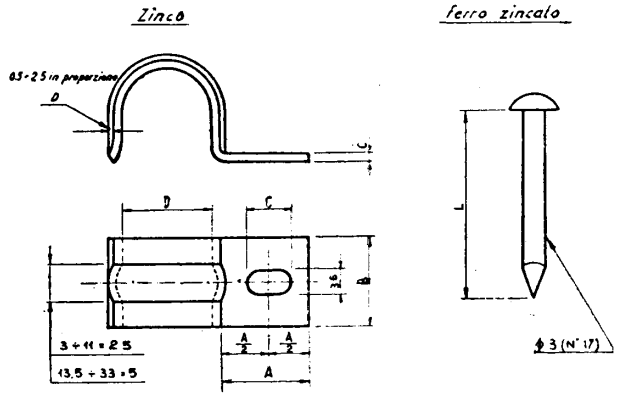
In corrispondenza dei cambiamenti di livello fra i vari tronchi di fune il cavo viene collocato verticalmente e fissato ai muri od ai pali per mezzo di graffette (fig. 290).

Nelle sistemazioni su pali e paline e quando la fune, a causa di dislivelli, assume forti inclinazioni, i ganci reggicavo possono venire di tanto in tanto legati alla fune stessa ed eventualmente anche al cavo per evitare ogni scorrimento.

Nel sistema ad appoggi vicini, in caso di ampliamenti, ad una stessa fune possono essere fissati altri cavi, in aggiunta a quello preesistente; in questi casi la fune portante ed i suoi appoggi devono essere in grado di sopportare il peso complessivo.

Invece nel sistema ad appoggi lontani, per il secondo cavo di ampliamento si posa una nuova fune, fissata agli appoggi preesistenti.

142. Cavi graffettati. — Questa sistemazione comporta il fissaggio dei cavi direttamente ai muri per mezzo di *graffette* (fig. 290), di *piastrine* (fig. 291) ed in



GRAFFETTE					CHIODI		
D	*B* (1)	*C* (2)	*A* (3)	Peso kg % (4)	*L*	Peso kg % (5)	N° chiodi ogni 5 kg (6)
3 ± 0,1	7	0,6	10	0,080	22	1,450	3450
5 ± 0,1	7	0,7	10	0,100	22	1,450	3450
6,5 ± 0,1	7	0,8	10	0,110	22	1,450	3450
8,5 ± 0,1	9	0,8	10	0,150	22	1,450	3450
11 ± 0,2	12	1,–	12	0,400	22	1,450	3450
13,5 ± 0,2	12	1,–	12	0,470	22	1,450	3450
16 ± 0,2	12	1,2	12	0,660	22	1,450	3450
18 ± 0,3	15	1,5	16	1,—	35	2,300	2170
21 ± 0,3	15	1,5	16	1,100	35	2,300	2170
24 ± 0,3	15	1,5	16	1,300	35	2,300	2170
27 ± 0,3	20	1,7	18	2,100	50	3,400	1470
30 ± 0,3	20	1,7	20	2,400	50	3,400	1470
33 ± 0,4	20	1,7	20	3,600	50	3,400	1470

(1) ± 0,5. – (2) Toller. commer. – (3) ± 0,5. – (4) Peso indicativo. – (5) Peso indicativo. – (6) Quantità indicativa.

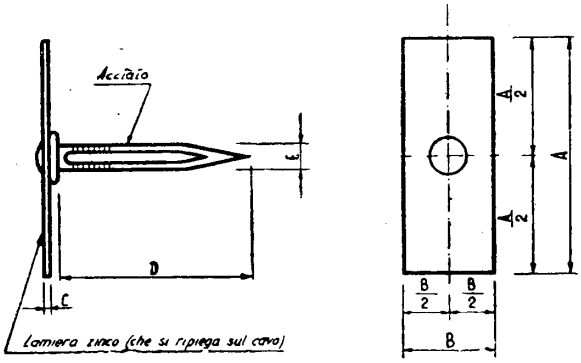
Fig. 290 – Graffette per cavo e chiodi per graffette.

qualche caso di fibbie parzialmente murate; esteticamente si presenta assai bene e trova largo impiego, specialmente per cavi di piccola potenzialità.

In corrispondenza delle salite dagli armadi alle funi, dove in genere esistono parecchi cavi che possono essere anche di discreta potenzialità, si ricorre spesso al fissaggio a staffe murate mediante speciali collarini o staffe (fig. 296).

Il percorso dei cavi sui muri deve essere eseguito sempre per tratti ben orizzontali e verticali, ed i raccordi devono essere ad ampio raggio; in via eccezionale e soltanto per seguire particolari elementi decorativi degli edifici, è consentito di assegnare ai cavi sagomature oblique o comunque irregolari, ma sempre evitando guasto all'isolamento interno fra i conduttori.

La distanza fra le graffette varia in funzione del diametro del cavo da 15 a 40 cm.



A	B	C	D	E
18	10	0,4	20	3,–
25	10	0,4	20	3,–
32	12	0,4	25	3,5
42	15	0,5	25	3,5
52	15	0,5	30	3,5

Tolleranze: Quote *A*, *B*, *D* ± 5 %. *C*, *E* tolleranza commerciale.

Fig. 291 – Chiodi a piastrina.

143. Cavi appoggiati a cornicioni. — Particolari esigenze architettoniche possono richiedere questa sistemazione, che consiste nell'adagiare i cavi direttamente sui cornicioni degli edifici in modo da nasconderli alla vista dalla strada; in questi casi si fissa di tanto in tanto il cavo mediante collari murati o, se il cornicione può essere battuto dalla pioggia, si tiene sollevato il cavo ad intervalli con spessori di piombo o tasselli di legno in modo da non impedire il deflusso dell'acqua.

È questo un sistema di carattere eccezionale, al quale si ricorre il più raramente possibile e sempre come ripiego, perchè il cavo risulta troppo esposto alle intemperie ed ai vandalismi.

144. Sistemi di posa misti. — In una rete in cavi aerei, ed anche per ciascun cavo della rete, si incontrano sempre associati i vari sistemi di posa fin qui descritti, per cui, per es. ad un tratto di cavo su fune con appoggi vicini può seguire un tratto di cavo graffettato, e così via. Particolare cura deve essere posta nell'esecuzione dei punti in cui dalla sistemazione su fune (possibilità di oscillazioni e vibrazioni) si passa ad un tratto graffettato (cavo rigidamente fissato al muro); si ha cura di lasciare in tal punto un ampio raccordo di cavo libero in modo da permettere agli spostamenti di ripartirsi su un sufficiente tratto di guaina, evitando o riducendo il pericolo di screpolature.

145. Colonne montanti. — Il collegamento della rete sotterranea con la rete aerea avviene attraverso alle *colonne montanti*. I cavi vengono protetti da tubi metallici incassati nei muri o fissati esternamente alle case od ai pali mediante staffe.

Il tratto di cavo sotterraneo che raggiunge la colonna montante deve essere

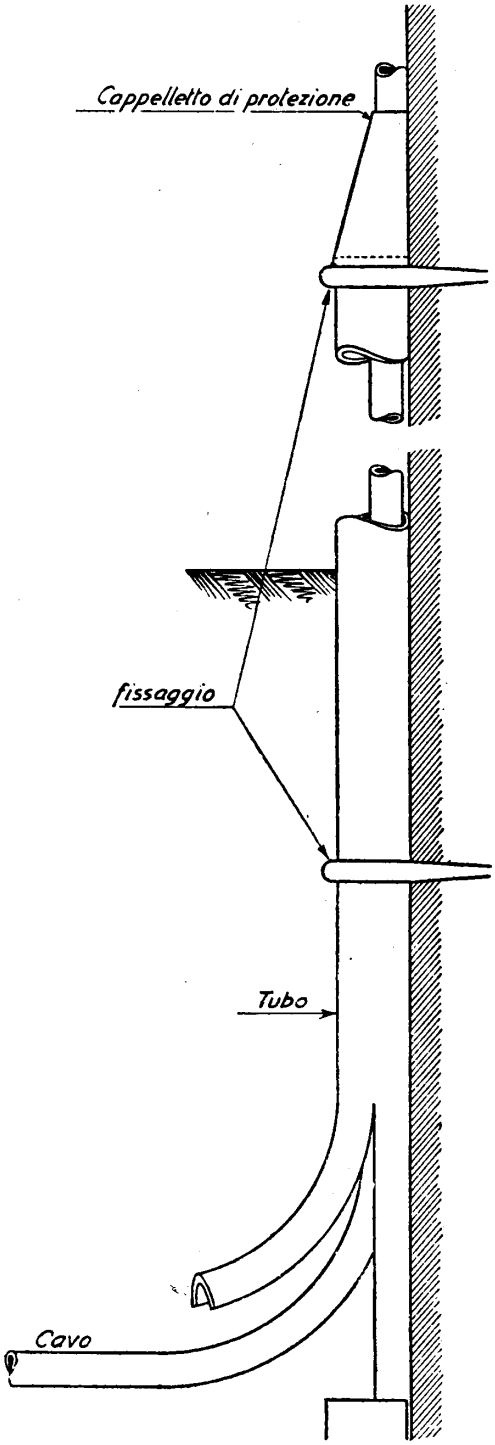
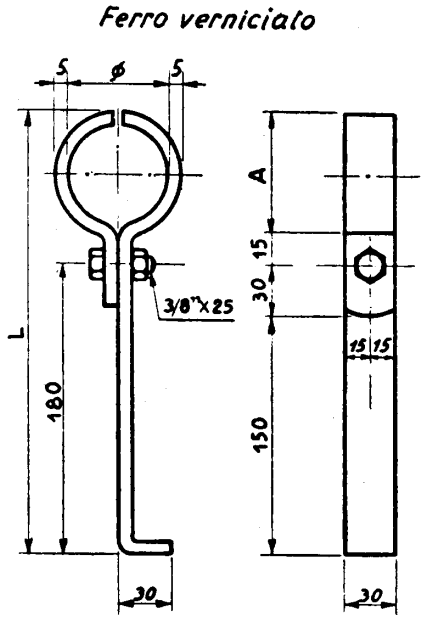


Fig. 292 – Colonna montante con tubo di ferro.



ø	A	L	kg
40	50	245	0,610
50	60	255	0,650
60	70	265	0,690

Fig. 293 – Collare a staffa chiusa per colonna montante.

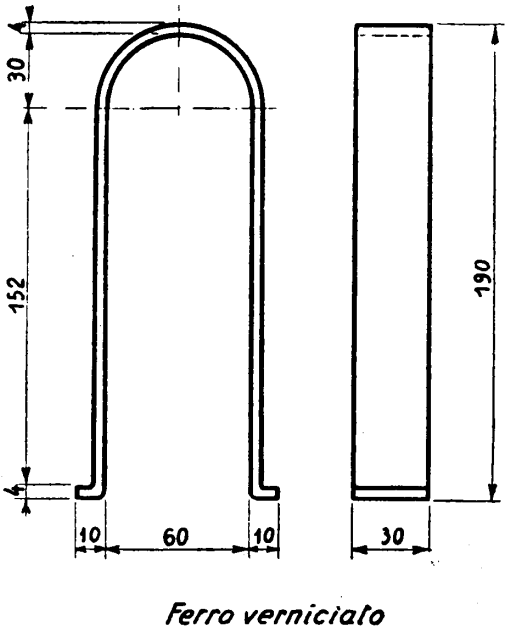


Fig. 294 – Collare a staffa aperta per colonna montante.

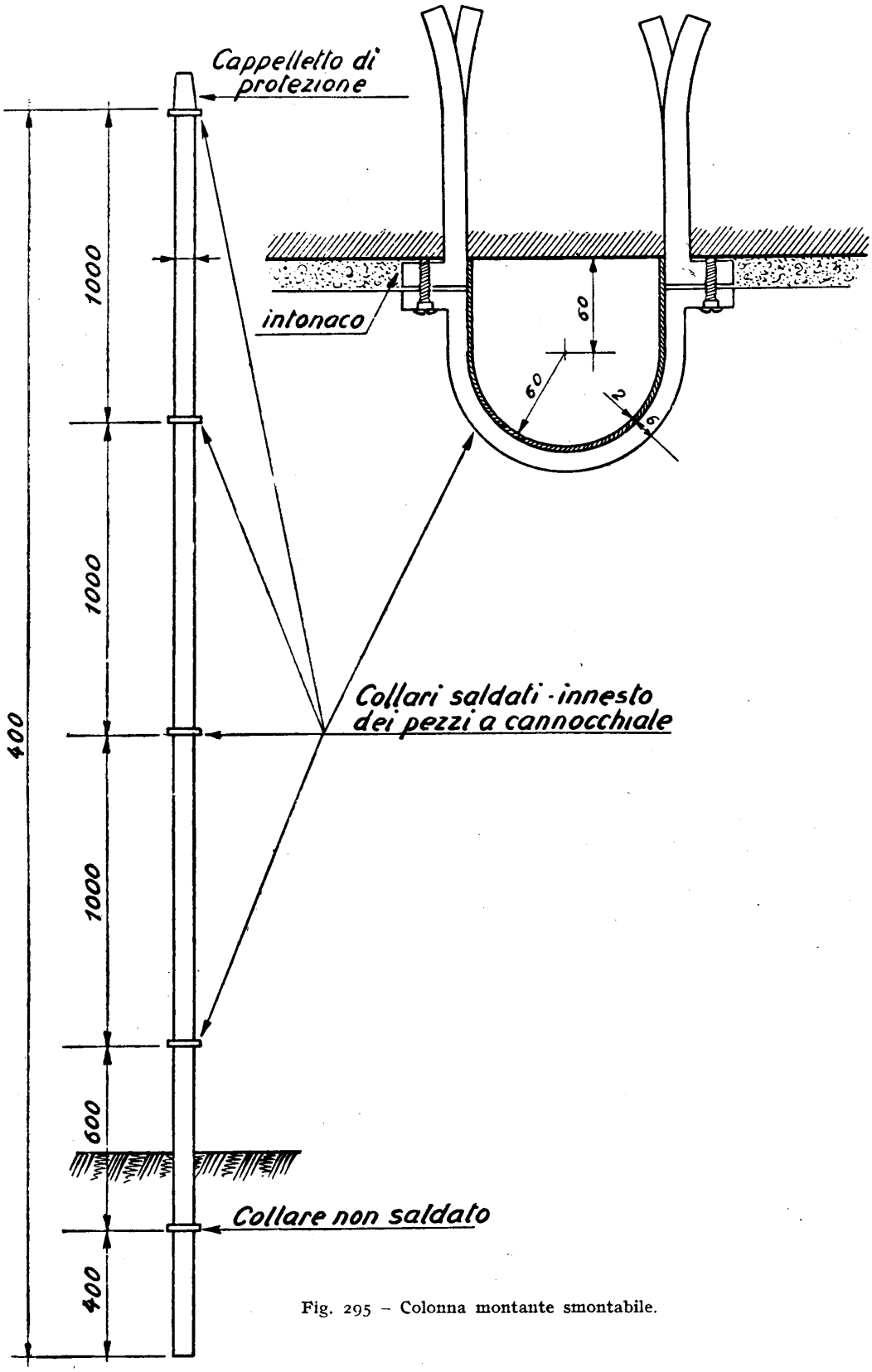


Fig. 295 – Colonna montante smontabile.

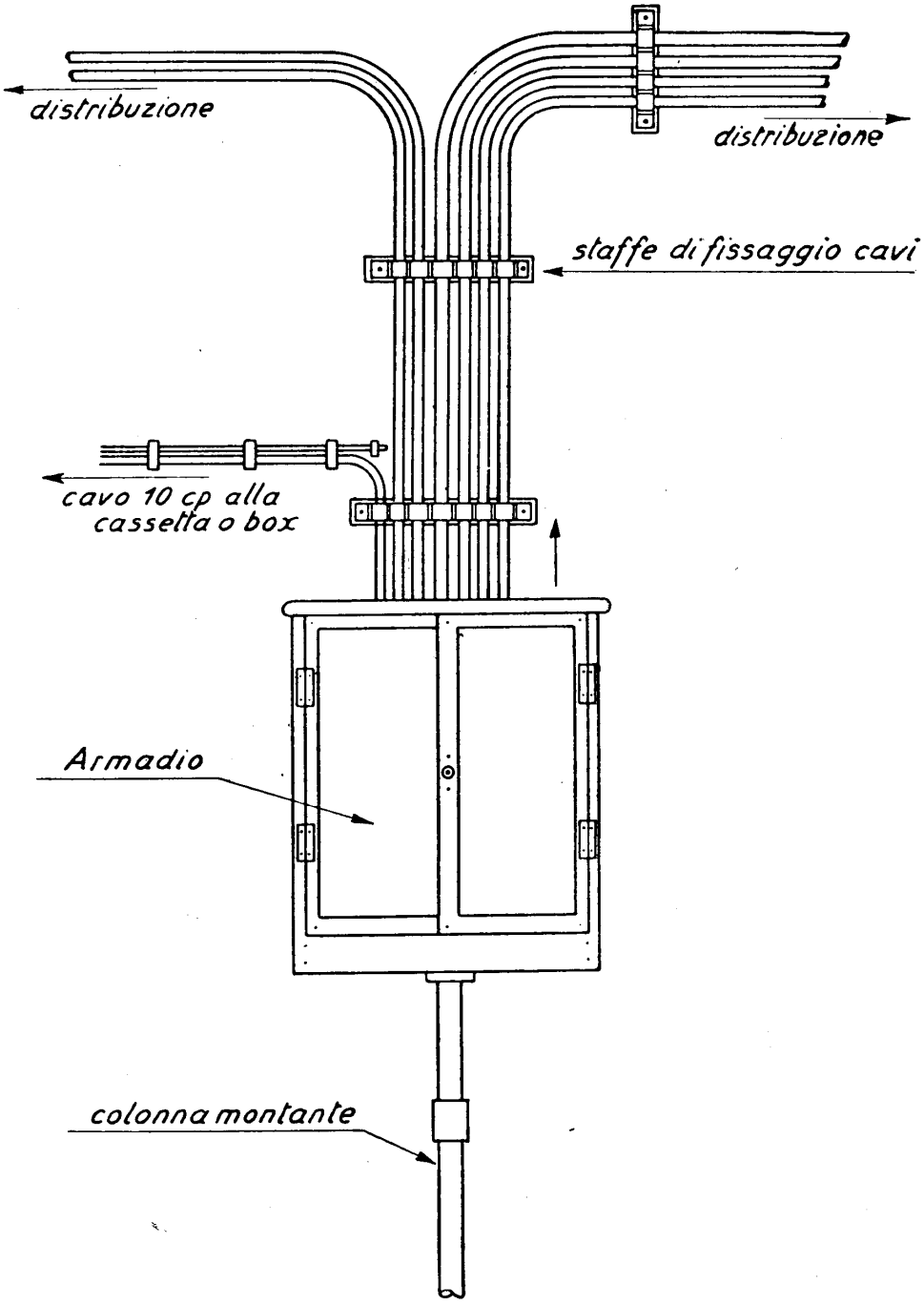


Fig. 296 – Colonna montante ed uscita dei cavi secondari da un armadio.

protetto da cassetta e bitume o da un'armatura; in questo secondo caso l'armatura viene mantenuta anche nell'interno del tubo verticale di protezione, mai però nella porzione di cavo scoperto.

L'altezza dei tubi di protezione è variabile; in genere non inferiore a m 3.

Alla sommità del tubo di ferro si dispone un cappelletto di piombo, saldato alla guaina del cavo per impedire l'entrata dell'acqua piovana. La fig. 292 dà la rappresentazione di un tale tipo di colonna montante.

Le figg. 293 e 294 presentano due tipi di ferri per il fissaggio a muro delle colonne montanti.

Altro tipo di colonna montante può essere realizzato con elementi smontabili, quando si voglia facilmente accedere al cavo (fig. 295).

Infine, nella fig. 296, è rappresentato l'insieme di una colonna montante di un armadio e dei cavi secondari uscenti dall'armadio.

IV. Giunzione dei cavi.

146. Tipi di giunti. — Per le necessità della fabbricazione, del trasporto e della posa, la lunghezza degli spezzoni di cavo come escono dalla fabbrica e vengono messi in opera è necessariamente limitata; per ottenere la continuità metallica dei conduttori dalla centrale fino ai singoli utenti è necessario, pertanto, eseguire su di essi delle giunzioni o *giunti*.

I giunti possono essere: *diretti*, quando vengono collegati fra di loro due cavi (generalmente di uguale potenzialità); oppure con *derivazioni*, quando vengono collegati tre o più cavi. Possono anche distinguersi i giunti *normali* da quelli *bilanciati*. Questi ultimi sono preceduti da prove elettriche sulle coppie dei due spezzoni di cavo da giuntare, prove che servono ad individuare le caratteristiche singole ed a combinarle in modo da soddisfare a condizioni prefissate. I giunti bilanciati non trovano quasi mai necessità di applicazione nelle reti urbane, e ne tratteremo diffusamente a proposito delle linee interurbane in cavi (n° 237).

Dal complesso delle opere di giunzione di una rete urbana si devono ottenere i seguenti risultati:

1) continuità metallica di tutti i conduttori;

2) isolamento di tutte le coppie fra di loro e rispetto alla terra;

3) mantenimento rigoroso della binatura dei fili formanti le coppie e della disposizione delle varie coppie nell'interno dei cavi;

4) smistamento delle varie coppie nelle diverse direzioni previste dal piano di giunzione;

5) numerazione delle coppie con riferimento ai terminali del permutatore.

147. Esecuzione dei giunti diretti. — Per eseguire un giunto diretto si dispongono innanzi tutto le teste dei due cavi nella posizione definitiva e si stabilisce qual'è la porzione di guaina che deve essere asportata. Se i cavi sono armati si toglie l'armatura per tutta la lunghezza del giunto, poi con un coltello si taglia il

piombo secondo una generatrice, curando di non danneggiare la fasciatura dei conduttori, per una lunghezza variabile col diametro del cavo (da 20 a 60 cm) (fig. 297).

Successivamente, con una incisione circolare (fig. 298), si asporta completamente il ricoprimento di piombo (fig. 299).

Si svolge quindi il nastro di cotone che circonda le coppie e lo si avvolge attorno all'orlo del piombo in modo da proteggere la carta durante le successive operazioni.

Se il lavoro si svolge in atmosfera umida si blocca con paraffina fusa il cavo in corrispondenza dell'estremità del piombo.

Analoghe operazioni si eseguiscono sull'estremità dell'altro cavo da giuntare.

Sull'una o sull'altra delle due testate si infila ora un *manicotto* di piombo (generalmente si impiega uno spezzone di guaina di cavo di maggior potenzialità) di lunghezza variabile da 30 cm a 1 m ed oltre, il quale servirà in seguito per la chiusura del giunto, e con legature provvisorie si dividono le coppie di ciascuna corona o strato in una o più mazzette, che si aprono verso l'esterno; ciò fino a raggiungere le coppie centrali del cavo. La giunzione vera e propria comincia con la coppia centrale e prosegue verso l'esterno, seguendo la disposizione di ciascuna coppia nelle varie corone e delle varie corone nel cavo.

I due fili di ciascuna coppia sono contraddistinti dalla varia colorazione della carta (in genere bianco e rosso a strisce); le coppie da cui comincia la numerazione in ciascuna corona hanno una particolare colorazione (verde o azzurra).

Si devono sempre collegare i fili bianchi con i fili bianchi, i rossi con i rossi, ecc. ed i due fili formanti una coppia del cavo *A* con i corrispondenti due fili formanti coppia nel cavo *B*; in altre parole si deve mantenere la *binatura* e l'*ordine* delle coppie.

La giunzione di ciascuna coppia si esegue nel modo seguente (fig. 300):

Si infila un tubetto di carta (del tipo indicato in fig. 307) su ogni filo; si denudano della carta per mezzo di forbice o pinzetta i due fili da giuntare, si accavallano, indi si esegue uno *spiralino* mediante torsione (circa 10 giri). Si ripiega lo spiralino sul filo giuntato e si fa scorrere il tubetto di carta fino a ricoprire completamente il punto di giunzione; analogamente si procede sull'altro filo della coppia (fig. 301).

Deve aversi l'avvertenza di sfalsare i punti di giunzione delle varie coppie, in modo da non fare assumere al giunto un diametro eccessivo; per conseguenza si tende ad allungare il giunto, compatibilmente con la disponibilità di spazio.

Quando tutte le coppie sono state giuntate, se l'operazione si svolge (come spesso avviene nelle camerette e nei cunicoli) in atmosfera umida, si lava ripetutamente il giunto con paraffina bollente (circa 180° C), versandola con un mestolo a cominciare dal piombo verso il centro del giunto (fig. 302); questa operazione ha per scopo di eliminare l'umidità eventualmente assorbita dalla carta, umidità che comprometterebbe l'isolamento del cavo se venisse trattenuta entro il giunto.

I lavaggi con paraffina o simili vanno però eseguiti solo in caso di necessità, perchè rendono fragile la carta del cavo, con possibilità di guasti in seguito. Se la giunzione avviene con bel tempo e se si osserva da parte del giuntista la massima pulizia delle mani, degli attrezzi, ecc. non occorre procedere ad alcun lavaggio delle

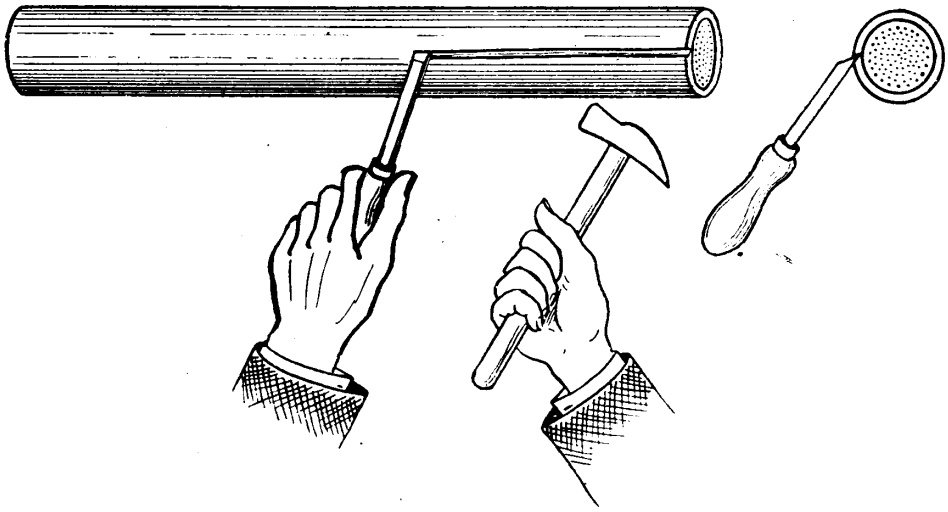


Fig. 297.

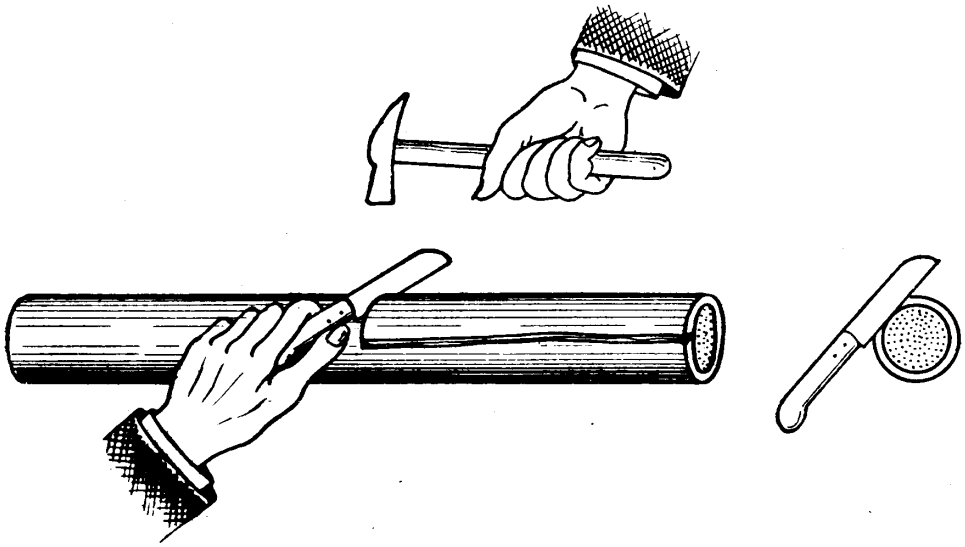


Fig. 298.

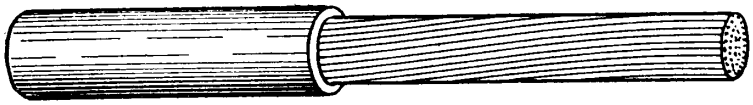


Fig. 299.

Figg. 297-299 – Formazione di un giunto su cavo sottopiombo.

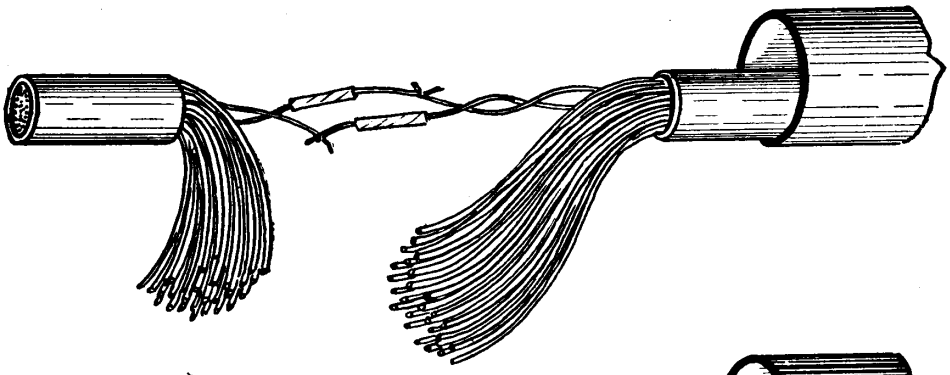


Fig. 300.

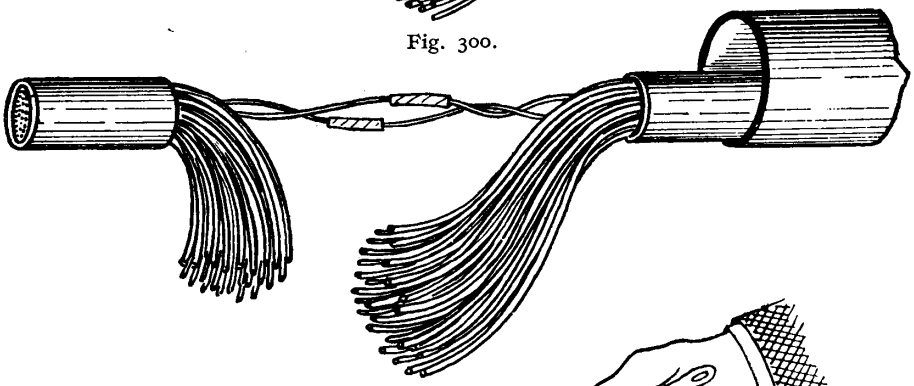


Fig. 301.

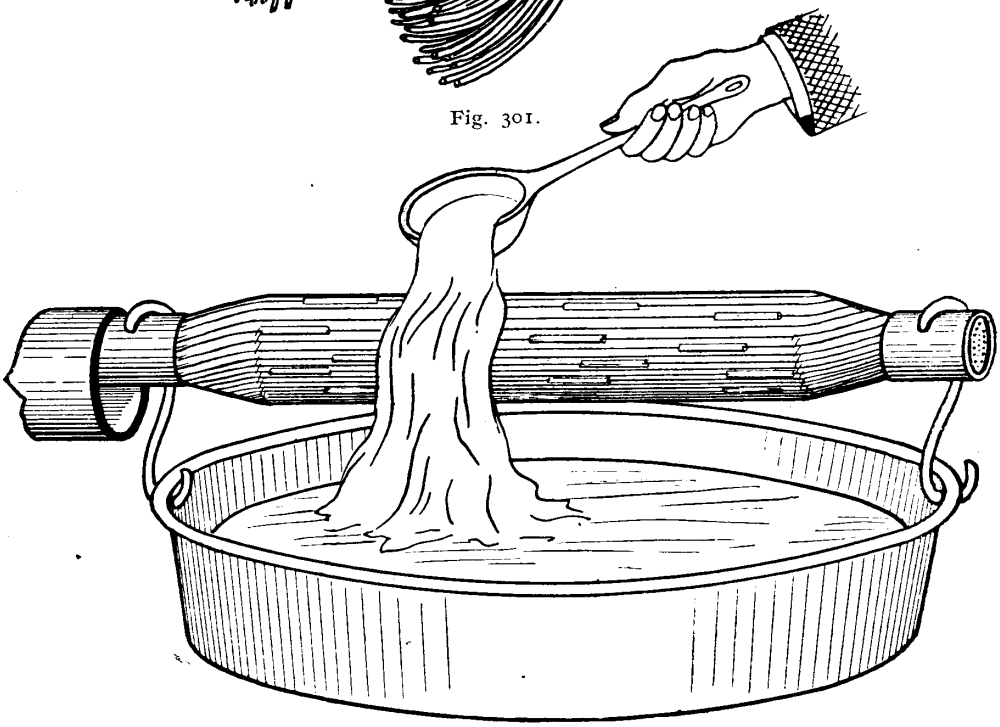


Fig. 302.

Figg. 300-302 – Formazione di un giunto su cavo sottopiombo.

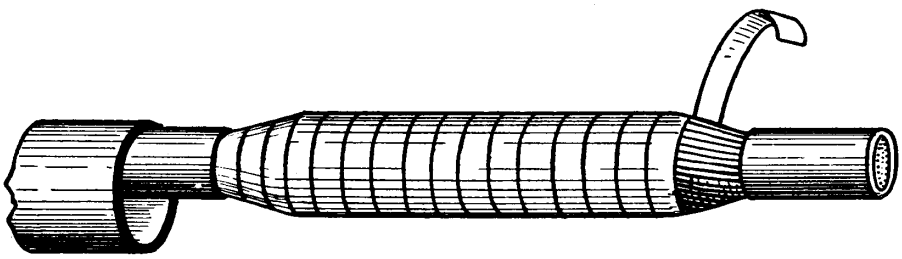


Fig. 303.

Fig. 304.

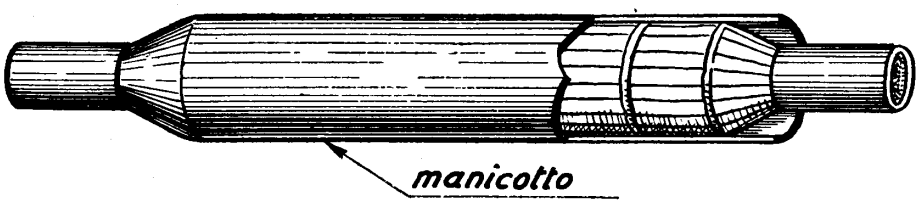


Fig. 305.

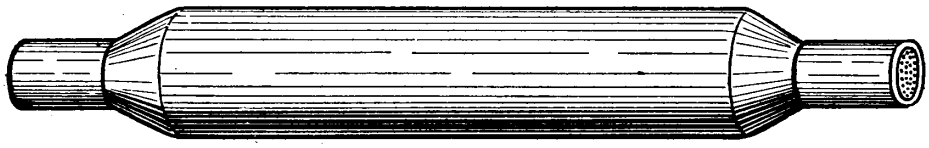
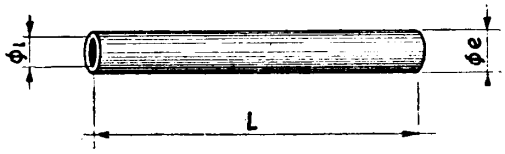


Fig. 306.

Figg. 303-306 – Formazione di un giunto su cavo sottopiombo.

coppie del cavo. Talora si scalda, con apposito fornello, il giunto, mantenendolo per qualche tempo in un ambiente secco prima della chiusura. Si fasciano in seguito tutte le coppie con nastro di cotone (fig. 303) e quindi si procede a chiudere il giunto, mediante sagomatura delle estremità del manicotto e saldatura di queste alle guaine dei due cavi giuntati, impiegando lega di stagno e piombo (normalmente al 50 %) (figg. 304, 305 e 306).



Carta paraffinata

L	⌀ *e*	⌀ *i*	IMPIEGO	*Note*
70	8 (1)	7	Giunti Pupin su condutt. 13/10	Per cavi inter-urbani
70	6	5,5	Giunti Pupin su condutt. 9/10	
60	6,5	6	Giunti normali su condutt. 13/10	
60	4,5	4	Giunti normali su condutt. 9/10	
40	4 (1)	3	Giunti normali su condutt. 6/10-1 e 2 carte, 7/10-1 carta.	Per cavi urbani
40	5 (1)	4	Giunti normali su conduttori 7/10 2 carte.	
50	6 (1)	5	Giunti norm. su cond. 10/10 ÷ 13/10	

(1) Valori approssimati in eccesso.

Fig. 307 - Tubetto di carta per giunti.

148. Giunti con derivazioni. — La tecnica della giunzione delle coppie è analoga a quella vista per i giunti diretti, con le seguenti varianti:

a) Si devono innanzi tutto identificare, nella testa del cavo da suddividere, le coppie che devono essere smistate nei diversi cavi derivati. Questa scelta viene fatta numerando le coppie come previsto nel progetto di giunzione, qualora il cavo sia già collegato ad un terminale (permutatore oppure armadio). Se invece il cavo principale non è ancora collegato, si scelgono le coppie sempre rispettando le corone e la numerazione naturale del cavo, con l'avvertenza di destinare le coppie interne al cavo derivato di maggior potenzialità o, comunque, avente in seguito un maggior sviluppo di tracciato. Le coppie per ciascuna derivazione vengono unite in mazzetti ed in seguito giuntate con quelle dei cavi derivati. A giunto ultimato si ottiene la diramazione dei cavi secondo la fig. 308.

b) Le coppie di prova devono essere collegate alle coppie prova dei cavi derivati.

c) La forma della muffola in piombo e le operazioni di saldatura sono più complesse; nel caso di giunti con molte diramazioni torna utile preparare con lastra di piombo due mezze muffole, da saldare, in seguito, lungo due generatrici.

149. Ricerca e numerazione delle coppie. — Nella ricerca di coppie su cavi funzionanti, per l'estrazione di coppie, ed in tutti i casi di numerazione delle coppie di cavi aventi almeno un'estremità collegata a terminale e numerata, il giuntista procede nel modo seguente:

— si mette in collegamento telefonico mediante la coppia di prova con un operatore situato all'estremità già numerata (ad esempio al permutatore) servendosi di un apparecchio di servizio con ricevitore a cuffia;

— fa mandare sulla coppia numero X un segnale (suoneria, cicalino, ecc.) servendosi come ritorno del piombo del cavo;

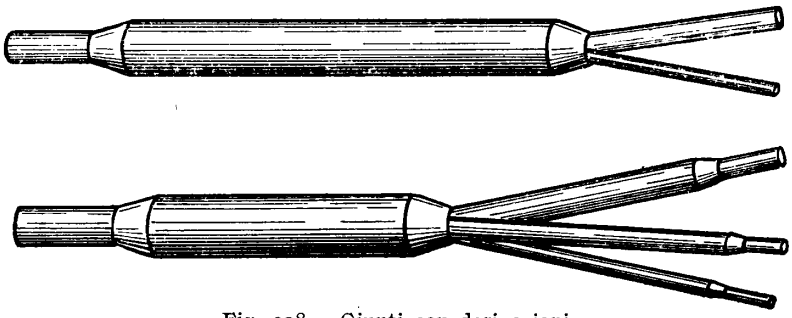


Fig. 308 – Giunti con derivazioni.

— per mezzo di una forbice collegata elettricamente al ricevitore (l'altro capo del ricevitore è collegato alla guaina del cavo) intaglia leggermente la carta delle coppie, una dopo l'altra; quando tocca la coppia X sente il segnale;

— collega, allora, provvisoriamente, la coppia ad un regolo forato e numerato, alla posizione X; la stessa operazione viene eseguita per tutte le coppie da numerare, in modo che alla fine le coppie da scegliere risultano estratte dal cavo ed ordinate.

150. Avvertenze per la giunzione dei cavi. — Quando i giunti vengono eseguiti su cavi aerei od in camerette, cunicoli, ecc., la sola muffola di piombo è sufficiente per la protezione del giunto; nel caso, invece, di cavi armati, il giunto deve essere protetto ancora o da una muffola di ghisa opportunamente sagomata o da cassetta e bitume.

Nell'esecuzione di un complesso di giunzioni su reti urbane è buona norma iniziare dalla centrale o dagli armadi procedendo verso la periferia.

L'esecuzione di un giunto deve essere condotta senza interruzioni fino alla completa ultimazione.

Da parte dei giuntisti deve essere osservata la massima pulizia e si devono porre le maggiori cure per proteggere i cavi aperti dall'ingresso dell'umidità e dall'intrusione di materie estranee.

Le coppie *morte* od abbandonate nei giunti devono essere legate in mazzette e portare alle estremità cartellini che richiamino la loro ubicazione; le coppie

di scorta (cioè collegate ad un'estremità) devono portare su di un cartellino l'indicazione degli estremi della numerazione al permutatore od all'armadio; la testa delle coppie morte e di quelle di scorta deve essere sempre perfettamente isolata mediante la saldatura del piombo.

Si segnalano come normali le seguenti lunghezze dei giunti diretti in funzione della potenzialità dei cavi:

Cavi a 10 coppie	cm 15÷20
Cavi a 50 coppie	» 30÷35
Cavi a 100 coppie	» 35÷40
Cavi a 300 coppie	» 50÷60
Cavi a 500 coppie	» 65÷100

V. Manutenzione delle reti urbane.

151. Misure di manutenzione (quadro prova). — Annesso al permutatore vi è, in ogni rete, un tavolo di misura, detto *quadro prova*, dal quale degli operatori possono verificare lo stato di manutenzione della rete (vedi schema in fig. 309).

Dal quadro prova partono delle linee di servizio, terminanti in spine di prova, a quattro prese, di forma adatta per venire introdotte tra le molle delle strisce del permutatore lato linea (strisce verticali).

Mediante la manovra di chiavi l'operatore può eseguire dal quadro prova le seguenti operazioni di controllo sulla linea d'abbonato:

— *isolamento* dei due fili *a* e *b* fra di loro, e di ciascuno di essi verso la terra (guaina). Ciò viene fatto a mezzo di un ohmetro;

— *continuità* dei due fili: si esegue la prova inviando un segnale alternativo (segnale di chiamata);

— *prove di conversazione* verso l'abbonato e verso la centrale.

Nelle centrali maggiori (reti automatiche) si hanno altre possibilità di prova che qui non descriviamo nel dettaglio, quali: prova del disco (invio e ritmo degli impulsi); prova della efficienza del microfono, ecc.

Quando al quadro prova si riscontra un guasto di rete, ne viene dato avviso al personale di manutenzione perchè provveda alla riparazione.

La verifica dell'avvenuta riparazione e la registrazione statistica del guasto su appositi cartellini di uno schedario, vengono eseguite sempre a cura del personale addetto al quadro prova.

152. Cause di deterioramento delle reti. Corrosioni elettrolitiche. — Le reti urbane, specie la parte in cavi, si trovano soggette a numerose cause che ne pregiudicano l'efficienza. Sono particolarmente dannose quelle che tendono a deteriorare il piombo della guaina dei cavi, a screpolarlo, perforarlo e, quindi, ad aprire una via di accesso all'umidità atmosferica, all'acqua piovana, ai liquidi del sottosuolo. L'umidità, penetrando nel cavo, deteriora la carta ed annulla o riduce l'isolamento fra i conduttori, pregiudicando la trasmissione o rendendola impossibile.

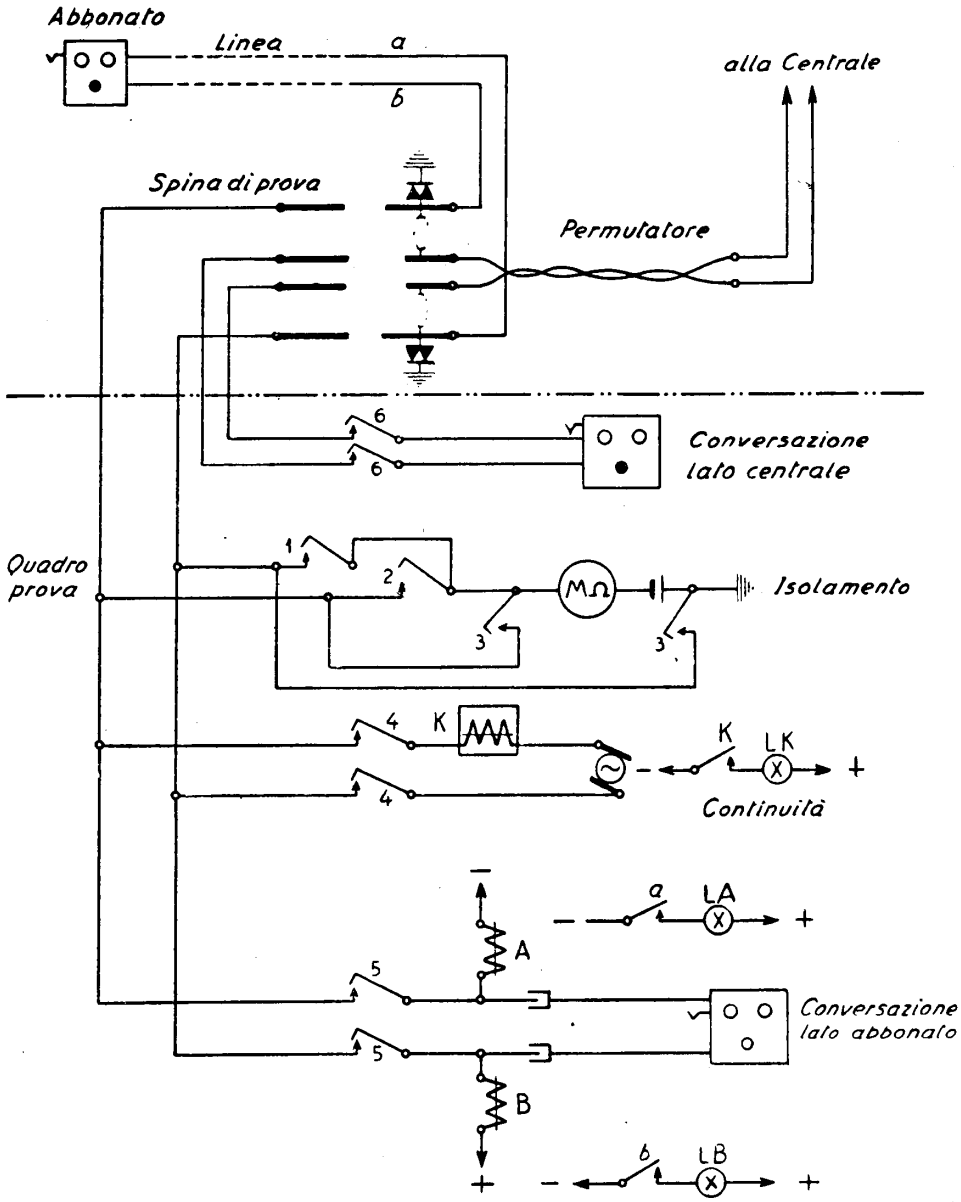


Fig. 309 – Principio di funzionamento del quadro prova.

Nei cavi aerei i guasti alla guaina, oltre che da persone estranee le quali, coscientemente od involontariamente, provocano la lesione del piombo, possono essere causati da azioni naturali: vibrazione dei sostegni, mancanza di elasticità

nel passaggio fra un tronco rigido ed uno oscillante, lento invecchiamento della lega piombo-stagno (la cosiddetta cristallizzazione del piombo, che produce una sorta di screpolatura). Esiste anche in certe regioni un insetto che perfora il piombo dei cavi per depositare all'interno le sue uova.

Nei cavi sotterranei, specie in quelli nudi in tubazione, la causa principale dei guasti al piombo sono le cosiddette *corrosioni elettrolitiche*. Origine di queste corrosioni (le quali interessano tutte le strutture metalliche del sottosuolo e, quindi, anche le tubazioni d'acqua e del gas) sono le correnti elettriche continue della rete tranviaria le quali, dalla sede propria (la rotaia) fluiscono per cause varie (prima fra tutte la cattiva unione dei vari tronchi di binario) nel terreno e, da questo, passano nelle guaine dei cavi che corrono paralleli alla tranvia. Poichè il circuito elettrico tranviario (che parte dal polo positivo della stazione di alimentazione, segue il filo di contatto fino all'archetto della vettura e passa alla rotaia), viene a chiudersi attraverso un tronco di cavo, vi è un punto, più o meno prossimo alla stazione di alimentazione, nel quale le correnti raccolte lungo i parallelismi abbandonano il piombo del cavo per tornare al terreno e da qui al polo negativo. In quel punto si ha una concentrazione della corrente ed il cavo si comporta come l'anodo (a potenziale più alto) di una cella elettrolitica di cui il terreno intorno è il catodo (potenziale più basso). Le molecole del piombo vengono asportate (ioni positivi) e sostituite con gli ioni negativi provenienti dal terreno (ossigeno e radicali acidi delle soluzioni diluite del terreno). In un tempo più o meno grande, funzione della densità della corrente (mA/dm^2) che fluisce dalla superficie del piombo, la guaina viene perforata e l'umidità penetra nel cavo, abbassa l'isolamento dei conduttori e rovina la carta.

Quando il cavo sottopiombo viene a contatto di sostanze chimiche che attaccano il piombo si possono avere anche corrosioni chimiche. Tale è il caso della posa in tubazioni di cemento non bene stagionate, nelle quali affiora calce libera in presenza di umidità. Tuttavia le corrosioni chimiche sono più lente e meno facili di quelle elettrolitiche, e spesso le une sono associate alle altre, influenzandosi vicendevolmente negli effetti.

153. Misure di elettrolisi. — Generalmente non si aspetta che in una rete i fenomeni di elettrolisi abbiano assunto un'importanza tale da compromettere l'esercizio, ma si adottano provvedimenti per impedirli od almeno attenuarli. A tale scopo si esegue preventivamente il rilievo dello stato elettrico dei cavi, nelle zone in cui è più grande la prossimità fra rete telefonica sotterranea e rete tranviaria.

Vengono eseguite misure sistematiche di:

— differenza di potenziale fra cavo e terreno adiacente;

— differenza di potenziale fra cavo ed altre strutture metalliche vicine e fra cavo e rotaie;

— intensità della corrente lungo la guaina.

Per la misura delle d. d. p. vengono usati voltmetri a zero centrale, ad elevata resistenza interna (almeno 1000 ohm/volt).

Per misurare le intensità di corrente può eseguirsi un taglio sul piombo per

l'inserzione di un milliamperometro; si preferisce però, più sovente, misurare con un millivoltmetro la caduta di potenziale su un tratto di guaina di lunghezza e, quindi, di resistenza nota, e dedurre da essa la corrente che fluisce nel piombo.

Questo metodo è sufficientemente esatto per le necessità pratiche. Esistono, comunque, altri metodi più precisi, che fanno uso di batterie ausiliarie (metodi a compensazione).

Quando lo studio ha solo lo scopo (come di solito) di determinare l'esistenza e l'estensione di zone anodiche, le misure vengono eseguite, in vari punti accuratamente scelti, nel corso delle 24 ore, onde poter seguire le fluttuazioni della tensione e della corrente nel loro ciclo diurno. Si individuano così i valori massimi, che sono quelli pericolosi.

Per uno studio più completo si ricorre all'inserzione fissa di voltmetri e millivoltmetri registratori, che dànno in un diagramma l'andamento nel tempo delle d. d. p. e delle correnti.

I dati raccolti vengono poi riportati su grafici, dall'esame dei quali si ha una visione sintetica delle zone della rete soggette ad elettrolisi.

154. Provvedimenti per evitare la corrosione elettrolitica. — Noto lo stato elettrico dei cavi rispetto all'ambiente, vari provvedimenti possono essere attuati per modificarlo.

Il provvedimento ideale è quello di limitare la fuoruscita nel terreno delle correnti tranviarie, cosa che può essere ottenuta in primo luogo con l'adozione della saldatura elettrica delle rotaie. Anche la cura posta nella costruzione della struttura portante dei binari, la posa di cavi elettrici fra rotaie e polo negativo («feeders» negativi), ecc. servono allo scopo. Ma a parte che questi provvedimenti competono all'ente che gestisce la rete tranviaria e non sempre sono ottenibili nella misura necessaria, le condizioni del terreno e la forma della rete possono essere tali che la corrente vagante residua possa ancora creare zone pericolose per i cavi. Generalmente si ritiene che la massima caduta di potenziale lungo le rotaie *non debba superare 1 mV/metro* lungo tutto il percorso.

Le norme che negli ultimi anni sono state emanate anche nel nostro paese per disciplinare la coesistenza dei vari servizi pubblici, provvedono ad imporre nei nuovi impianti le sopraesposte condizioni. Per esempio, è prescritto che negli impianti filoviari il filo di contatto negativo sia isolato come quello positivo, e non connesso in alcun punto alla terra, come invece i costruttori usavano fare fino a poco tempo fa; ciò per evitare appunto il formarsi di condizioni favorevoli all'elettrolisi delle condutture sotterranee. Nelle reti tranviarie meno recenti l'adozione dei provvedimenti sopraesposti non sempre torna di diretta utilità all'ente esercente e non è facile perciò ottenere i miglioramenti che eviterebbero il formarsi di correnti vaganti dannose. Può anche darsi il caso — e non infrequentemente — che la conformazione delle reti tranviaria e telefonica e le condizioni del sottosuolo favorevoli, conducano a corrosioni anche se le rotaie sono saldate a buona regola e se esistono conduttori isolati di ritorno. Si devono allora usare provvedimenti protettivi a cura dell'ente telefonico.

Questi mirano principalmente a ridurre la densità della corrente che fluisce nel piombo dei cavi ed a ridurre l'estensione delle zone anodiche e la d. d. p. positiva cavo-terreno nelle zone stesse, fino ad abbassare la densità della corrente che esce da ogni punto del cavo *al disotto di 0,2 mA/dm²*, limite ritenuto sufficiente perchè la corrosione del piombo divenga inapprezzabile.

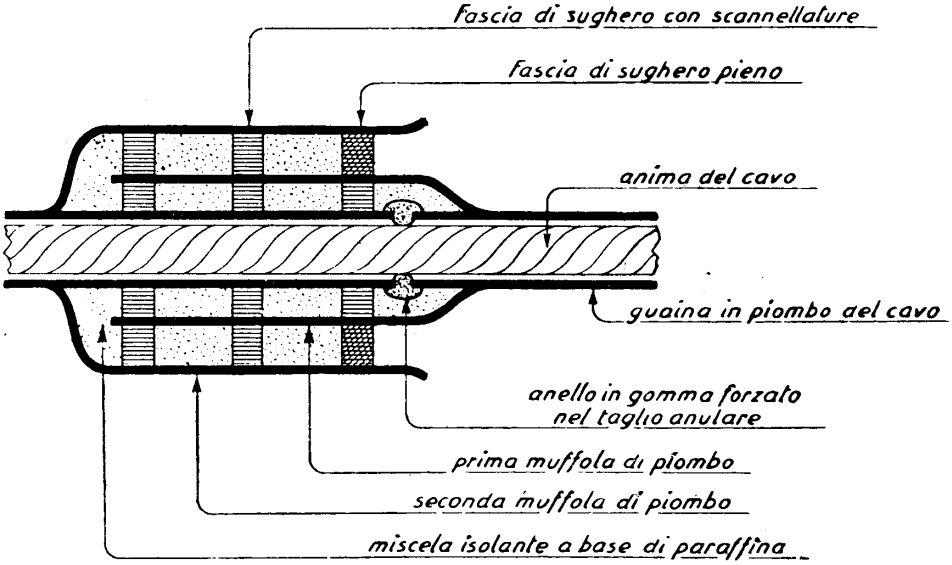


Fig. 310 – Giunto isolante per sezionamento dei cavi.

Fra i metodi protettivi segnaliamo:

a) l'isolamento elettrico più o meno perfetto del piombo, ottenuto con rivestimenti di sostanze isolanti, o, per lo meno, cattive conduttrici (gomma, iuta bitumata);

b) la posa del cavo sottopiombo entro cassette riempite di bitume o miscele di bitume e sabbia; oppure entro tubazioni fornite di appoggi o rulli isolanti di porcellana o grès ceramico;

c) il sezionamento della guaina in più tronchi a mezzo di *giunti isolanti* (fig. 310), cioè di tagli che interrompono la continuità elettrica del piombo senza tuttavia minorare l'isolamento del cavo;

d) il *drenaggio elettrico* delle correnti elettrolitiche, ottenuto mediante il collegamento metallico delle zone anodiche alle rotaie.

Questi metodi non vengono in genere, impiegati singolarmente; se ne fa uso simultaneo in rapporto allo stato elettrico della rete. Le zone di cavo più lontane dalle rotaie sono protette con semplici rivestimenti di iuta o con cassette e bitume. Così dicasi per gli incroci fra rotaia e cavo, che si ha cura di allontanare il più possibile in senso verticale. Le zone fortemente anodiche, che si presentano, dopo lunghi tratti di parallelismo, a breve distanza ed in prossimità delle sottostazioni di alimentazione tranviaria, vengono divise in tronchi mediante giunti isolanti e, dove la densità delle correnti fluenti dal cavo raggiunge od oltrepassa il limite pericoloso, si praticano drenaggi fra cavo e rotaia.

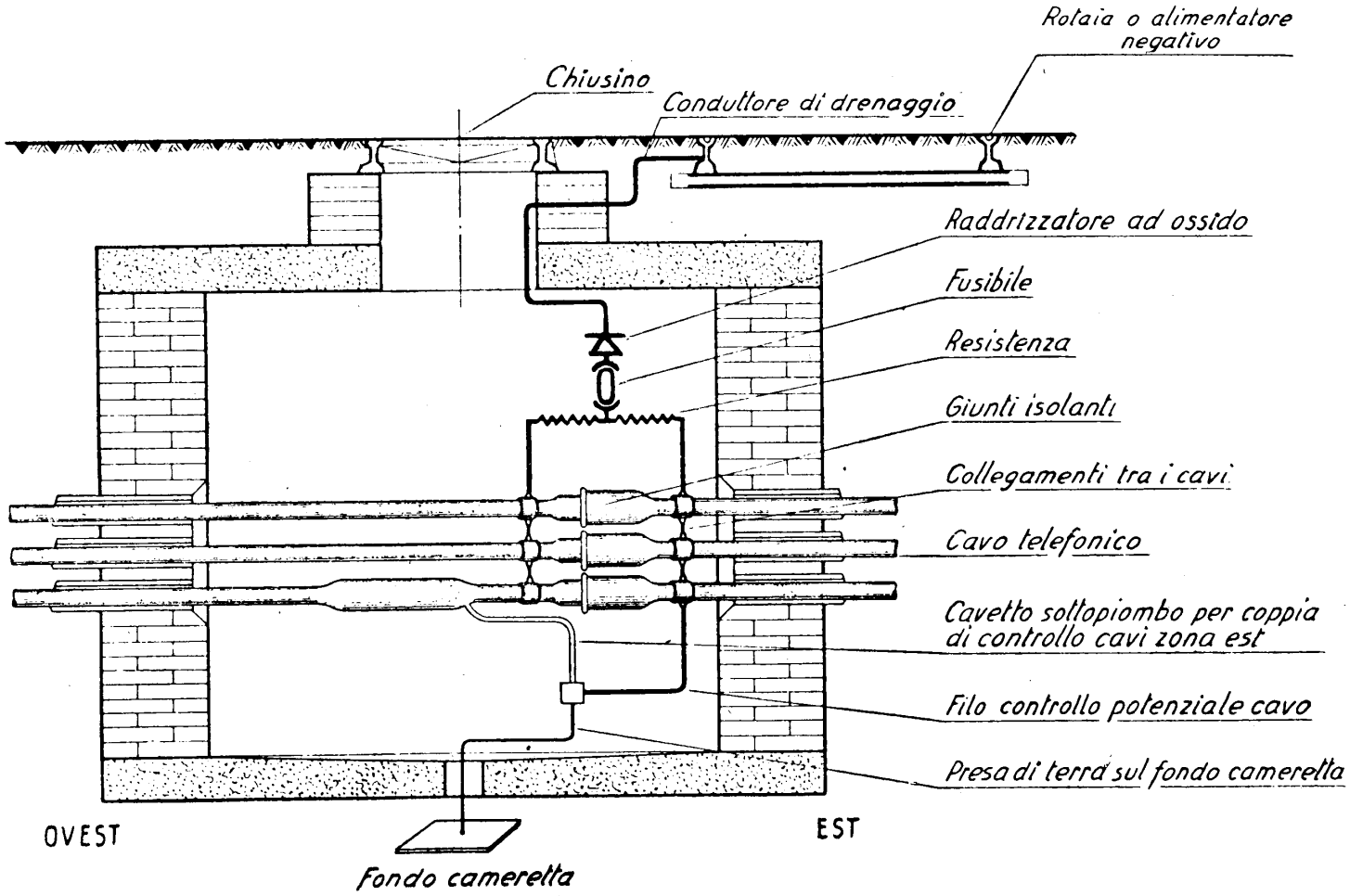


Fig. 311 – Drenaggio elettrico dei cavi sotterranei.

Circa i giunti isolanti ed i drenaggi si deve tenere presente che il regime delle correnti elettrolitiche è quanto mai variabile, e che i diagrammi rispecchiano uno degli aspetti, quasi sempre quello più pericoloso in senso generale, di tale regime, ma che possono presentarsi, nel corso delle fluttuazioni, zone pericolose in punti singolari dove, a lungo andare, si generano corrosioni. I giunti isolanti, per es., interrompono la continuità del cavo che, di conseguenza, convoglia minore quantità di corrente, ma i due tronchi adiacenti ad un giunto vengono ad assumere potenziale diverso, con tendenza al passaggio di corrente dall'uno all'altro attraverso il terreno. L'estremo a potenziale più alto può così venire facilmente corroso. È per questo che i giunti, spesso, vengono cavallottati con resistenze di valore elevato, scelto in modo da limitare la caduta di potenziale suddetta (*giunti graduati*).

I drenaggi, poi, rappresentano uscite artificiali della corrente dal cavo. Non si avrà più corrosione nel punto munito di drenaggio ma, con la minore resistenza che il circuito presenta, il richiamo di corrente viene aumentato e le zone anodiche si estendono. Per evitare ciò i drenaggi vengono attuati attraverso resistenze di valore appropriato (*drenaggio bilanciato*). Mediante l'uso ben studiato di drenaggi bilanciati e di giunti isolanti graduati, si può arrivare ad eliminare il pericolo di corrosione dei tratti della rete posti nelle più sfavorevoli condizioni.

Nella fig. 311 è schematizzato l'impianto completo di un drenaggio bilanciato. Si osservano: un elemento raddrizzatore ad ossido intercalato nel drenaggio con la funzione di impedire il passaggio delle correnti in senso inverso al desiderato (dalla rotaia al cavo) durante eventuali inversioni di polarità (l'uso di questo elemento è però sconsigliabile, data la sua delicatezza, se la tensione inversa può raggiungere valori elevati); una valvola fusibile, per la limitazione del valore massimo delle correnti di drenaggio; la coppia di resistenze di bilanciamento; i giunti isolanti; i conduttori di controllo che permettono, dalla centrale, di effettuare periodiche misure del potenziale della guaina.

Il progetto di protezione di un cavo o di una intera rete telefonica, dalle corrosioni elettrolitiche è, come si intuisce, affidato ad una profonda conoscenza delle condizioni elettriche del sottosuolo, all'impiego intelligente dei vari sistemi di protezione (i quali devono integrarsi l'uno con l'altro) ed alla vigile cura con cui la rete viene sorvegliata, attraverso misure, prima e dopo l'adozione di tali sistemi protettivi. Lo stato di perfetta sistemazione, per altro, può dirsi non venga mai raggiunto perchè tanto la rete tranviaria che quella telefonica subiscono continue aggiunte e trasformazioni, obbligando ad una costante opera di vigilanza.

È per questo che nelle maggiori reti esistono veri e propri servizi, a cui è esclusivamente affidata la sorveglianza elettrica dei cavi sotterranei.

RIFERIMENTI

Per le norme ufficiali e le raccomandazioni relative alla protezione delle reti sotterranee vedasi:

C. C. I. F., *Libro Bianco*, 1936 (Köbenhavn), Tomo II;

e anche:

ITO PANARA: *Le corrosioni dei cavi sotterranei ed i sistemi di protezione*. L'Elettrotecnica, Vol. XXII, nr. 18, 1935.

CAPITOLO XI

RETI E LINEE (seguito)

I. Costituzione delle linee aeree.

155. Conduttori per linee aeree. — Devono presentare i seguenti requisiti principali:

1) *Resistenza meccanica elevata,* perchè devono sopportare oltre che la tensione normale derivante dal loro peso, anche quella eccezionale prodotta da sovraccarichi (neve, ghiaccio, vento).

2) *Resistenza elettrica limitata,* essendo tale resistenza una delle principali cause dell'affievolimento od *attenuazione* delle comunicazioni.

3) *Costo conveniente e durata.*

Vengono impiegati, a seconda dei casi, i seguenti tipi di conduttori:

a) in bronzo;
b) in acciaio;
c) in lega di alluminio (Aldrey, Telalco);
d) bimetallici.

a) *Fili di bronzo.* — Fino alla guerra erano i conduttori di impiego più esteso per linee aeree, perchè soddisfano bene a tutti e tre i requisiti sopraesposti. Il *bronzo telefonico* è rame elettrolitico al quale vengono aggiunte piccole quantità di altre sostanze *indurenti* (stagno, cadmio, fosforo) in modo da aumentarne la resistenza meccanica alla trazione e la resistenza all'usura. La conducibilità elettrica si riduce però dal 10 al 30 %, tanto più quanto maggiore è la resistenza meccanica. Questa può essere di 50, 60, 70 kg/mm^2, per i tre tipi di bronzo comunemente impiegati. Generalmente il bronzo tipo 70 si usa per i conduttori di minore diametro (1,25); quello tipo 60 per i conduttori fino a 3 mm; il tipo 50 è usato per i maggiori diametri, poco abituali però nelle linee ordinarie e nelle moderne costruzioni del tutto disusati. La resistività varia da 0,02 a 0,03 ohm · mm^2/m, per i tre tipi.

I diametri normali sono di mm 1,25; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; quelli correnti sono il 2; 2,5; 3.

Le caratteristiche elettriche e meccaniche sono indicate nella tabella della pagina seguente.

Caratteristiche dei fili di bronzo tipo 60.

Diametro del filo	Tolleranza sul diametro	Sezione teorica	PESO			Carico di rottura		Allungamento su 200 mm		N° minimo giri di torsione su 200 mm	Piegature		Resistenza elettrica a 20° C per la sezione teorica
			Per la sezione teorica	Minimo	Massimo		Totale minimo per la sezione teorica	Min.	Mass.		N° minimo	Raggio ganasce	
mm	mm	mm²	kg/km	kg/km	kg/km	kg/mm²	kg	%	%			mm	Ω/km
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	XIII	XIV
	±												
1,00	0,02	0,785	6,98	6,71	7,26	63	49,45	0,5	3,0	36	12	5	26,74
1,15	0,02	1,04	9,23	8,92	9,56	63	65,44	0,5	3,0	32	10	5	20,22
1,25	0,02	1,23	10,91	10,56	11,26	62	76,08	0,5	3,0	32	10	5	17,11
1,35	0,02	1,43	12,73	12,35	13,10	62	88,75	0,5	3,0	29	9	5	14,67
1,50	0,02	1,77	15,71	15,29	16,13	62	109,56	0,5	3,0	27	8	5	11,88
1,90	0,02	2,84	25,21	24,68	25,74	60	170,12	0,5	3,5	24	6	5	7,407
2,00	0,02	3,14	27,93	27,37	28,49	60	188,50	1,0	3,5	24	6	5	6,685
2,50	0,03	4,91	43,64	42,50	44,69	59	289,62	1,0	3,5	21	5	5	4,278
3,00	0,03	7,07	62,84	61,59	64,10	57,5	406,42	1,0	3,5	18	4	5	2,971
3,50	0,04	9,62	85,53	83,53	87,50	56	538,78	1,0	3,5	12	5	10	2,183
4,00	0,04	12,57	111,72	109,49	113,96	54	678,89	1,5	3,5	10	5	10	1,671

Modulo di elasticità: 13.000 kg/mm².

Coefficiente di dilatazione termica lineare: 0,000017.

I fili di bronzo mantengono pressochè inalterate nel tempo le loro proprietà fisiche ed elettriche; sono praticamente inattaccabili dagli agenti atmosferici; possono essere reimpiegati anche dopo molti anni di uso.

b) *Fili di acciaio zincato.* — Soddisfano bene al primo requisito (resistenza meccanica), in modo mediocre al secondo (conduttività elettrica), ed in modo sufficiente al terzo, in quanto alla minor durata rispetto al bronzo fa riscontro, in tempi normali, il limitato costo.

Diametri correnti sono 2, 2,5, 3, 4 mm; quest'ultimo diametro è impiegato nel caso di lunghe campate o per linee di lunghezza oltre i 20 km.

L'ossidazione superficiale del filo, che si manifesta col tempo malgrado la zincatura, ne limita la durata, aumenta l'attenuazione dei circuiti, e finisce per compromettere la stabilità delle campate. È pertanto necessario provvedere ad una periodica sostituzione dei conduttori.

La ossidazione è più rapida nelle zone in vicinanza del mare o di certi stabilimenti industriali, per il potere corrosivo della salsedine e delle sostanze gassose contenute nel fumo.

L'acciaio per i fili contiene circa il 0,9 % di carbonio, resiste ad un carico medio di kg 130/mm^2; ha una conducibilità pari al 10 % di quella del rame elettrolitico ed un peso specifico di 7,8.

Il filo deve essere di acciaio della migliore qualità, omogeneo, a superficie liscia, senza fenditure e scabrosità. Viene usato normalmente per le linee d'abbonato che si prolungano oltre l'abitato, eccezionalmente per i posti telefonici pubblici quando si tratta di linee non oltre i 5 km (diametro mm 2 e 2,5) e per linee di alta montagna (diametro mm 3 o 4). Le norme sulla coesistenza degli impianti elettrici e telefonici prescrivono filo di acciaio da 2 mm anche per le linee aeree d'abbonato negli abitati, quando sovrappassano linee a bassa tensione in filo nudo.

Le caratteristiche principali sono elencate nella tabella di pagina seguente.

c) *Conduttori in lega di alluminio* (*Aldrey-Telalco*). — Questi conduttori presentano caratteristiche che, di massima, si avvicinano a quelle del bronzo, pur rimanendo alquanto al di sotto; comunque, possono essere, con particolari cautele, impiegati in sostituzione di esso.

Oltre a presentare minore resistenza meccanica (anche se con l'impiego di leghe speciali si riesca ad ottenere valori superiori a quelli dell'alluminio puro) i conduttori in lega di alluminio sono particolarmente delicati e soggetti ad usura e non presentano sicura possibilità di ricupero e reimpiego dopo alcuni anni di uso.

La lega usata per i fili e trecce contiene: alluminio, nella percentuale del 98,5 %; 0,4÷0,5 % di magnesio, 0,6 % di silicio e tracce di ferro. Le proprietà meccaniche superiori a quelle dell'alluminio puro sono dovute molto anche al trattamento termico. La conducibilità elettrica si riduce, invece, nelle leghe, del 10 % circa, rispetto a quella dell'alluminio puro elettrolitico. Il carico di rottura è di 30 kg/mm^2 almeno.

I conduttori possono essere unifilari oppure cordati. Attualmente si dà la preferenza a questo secondo tipo, e normalmente si impiegano cordine formate da tre fili.

Caratteristiche dei fili di acciaio zincato tipo 130.

Diametro del filo	Tolleranza sul diametro	Sezione teorica	PESO			Carico di rottura		Allungamento minimo su 200 mm	Numero minimo giri di torsione su 200 mm	Piegature		Resistenza elettrica a 20° C per la sezione teorica
			Per la sezione teorica	Minimo	Massimo		Totale minimo per la sezione teorica			Numero minimo	Raggio ganasce	
mm	mm	mm²	kg/km	kg/km	kg/km	kg/mm²	kg	%			mm	Ω/km
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	XIII
	±											
1,00	0,03	0,785	6,16	5,86	6,47	130	102,10	4,0	30	18	5	267,38
1,20	0,03	1,13	8,88	8,43	9,32	130	147,03	4,0	26	14	5	185,68
1,40	0,03	1,54	12,08	11,48	12,69	130	200,12	4,0	23	11	5	136,42
1,50	0,03	1,77	13,87	13,18	14,57	130	229,73	4,0	22	10	5	118,84
1,60	0,03	2,01	15,78	14,99	16,57	130	261,38	4,0	21	9	5	104,45
1,80	0,03	2,54	19,98	18,98	20,97	130	330,81	4,0	18	7	5	82,52
2,00	0,04	3,14	24,66	23,43	25,89	130	408,41	4,0	16	6	5	66,84
2,20	0,04	3,80	29,84	28,35	31,33	130	494,17	4,5	14	5	5	55,24
2,50	0,05	4,91	38,53	36,61	40,46	130	638,14	4,5	12	4	5	42,78
3,00	0,05	7,07	55,49	52,71	58,26	130	919,91	5,0	8	8	10	29 71
3,50	0,05	9,62	75,53	71,75	79,30	120	1154,50	5,0	7	7	10	21 83
4,00	0,08	12,57	98,65	93,71	103,58	120	1508,00	5,0	7	7	10	16.71
4,50	0,08	15,90	124,85	118,61	131,09	120	1908,00	5,0	6	6	10	13 20
5,00	0,10	19,63	154,13	146,43	161,84	120	2356,00	5,0	6	6	10	10,70

Modulo di elasticità: 20.000 kg/mm².

Coefficiente di dilatazione termica lineare: 0,000012.

I tipi correnti sono: 3 × 1,50 e 3 × 2,35 mm; meno usato il 3 × 2 mm.

Le modalità di posa e manutenzione, di cui si dirà in seguito, sono più onerose che per il bronzo e l'acciaio; tuttavia, trattandosi di materiale prodotto in Italia, negli anni della guerra se ne è esteso l'impiego alla quasi totalità delle nuove costruzioni e rifacimenti di linee. Per le caratteristiche vedere le tabelle che seguono.

Il valore indicato del carico di rottura è il minimo assoluto.

Caratteristiche delle cordine di sezione normale, con tre fili di lega di alluminio.

Sezione nominale mm²	Formazione numero fili e diametro in mm	Sezione teorica mm²	Diametro della circonferenza circoscritta mm	Peso kg/km	Carico di rottura minimo kg	Resistenza elettrica a 20° C Ω/km
5	3 × 1,50	5,30	3,22	14,60	154	6,253
7	3 × 1,70	6,81	3,65	18,75	198	4,868
8	3 × 1,80	7,63	3,87	21,02	222	4,342
9	3 × 2,00	9,42	4,30	25,96	274	3,517
12	3 × 2,25	11,93	4,83	32,85	374	2,779
13	3 × 2,35	13,01	5,05	35,84	378	2,548
15	3 × 2,50	14,73	5,37	40,56	428	2,251
18	3 × 2,75	17,82	5,93	49,07	518	1,860
21	3 × 3,00	21,21	6,45	58,40	617	1,563
26	3 × 3,30	25,66	7,09	70,66	746	1,292

Modulo di elasticità: 6000 kg/mm².
Coefficiente di dilatazione termica lineare: 0,000023.

d) *Conduttori bimetallici.* — I tipi noti sotto questa denominazione sono costituiti da un'anima centrale di acciaio, coperta da uno strato di rame.

Possono ottenersi conduttori bimetallici anche cordando insieme fili di differenti metalli, come acciaio-rame, acciaio-alluminio, ecc. Questi conduttori speciali cordati trovano impiego in casi eccezionali (lunghe campate, attraversamenti elettrici).

e) *Conduttori isolati.* — A differenza di quelli fin qui descritti, questi conduttori sono ricoperti con materie isolanti di vario tipo, quali la gomma, i tessuti impregnati di sostanze isolanti grasse, la resina sintetica.

Possono essere *unifilari* e vengono allora fissati agli isolatori come gli altri conduttori, oppure *bifilari* cordati, per fissaggio diretto ai pali od altro appoggio con l'eventuale interposizione di piccoli strati isolanti (nastro gommato).

Caratteristiche dei fili di lega di alluminio (Aldrey, Telalco e simili).

Diametro del filo	Tolleranza del diametro	Sezione teorica	PESO			Carico di rottura		Allungamento minimo su 200 mm	Numero minimo giri di torsione su 200 mm	Piegature		Resistenza elettrica a 20° C per la sezione teorica
			Per la sezione teorica	Minimo	Massimo		Totale minimo per la sezione teorica			Numero minimo	Raggio ganasce	
mm	mm	mm²	kg/km	kg/km	kg/km	kg/mm²	kg	%			mm	Ω/km
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	XIII
	±											
1,50	0,03	1,77	4,77	4,58	4,96	30	53,01	4	18	6	5	18,39
1,70	0,03	2,27	6,13	5,91	6,34	30	68,09	4	18	6	5	14,32
1,80	0,03	2,54	6,87	6,64	7,10	30	76,34	4	18	6	5	12,77
2,00	0,03	3,14	8,48	8,23	8,74	30	94,25	4	17	5	5	10,35
2,25	0,03	3,98	10,74	10,45	11,02	30	119,28	5	15	4	5	8,174
2,35	0,03	4,34	11,71	11,41	12,01	30	130,12	5	15	4	5	7,493
2,50	0,03	4,91	13,25	12,94	13,57	30	147,26	5	14	4	5	6,621
2,75	0,03	5,94	16,04	15,69	16,39	30	178,19	5	13	9	10	5,472
3,00	0,03	7,07	19,09	18,70	19,47	30	212,06	5	11	8	10	4,598
3,30	0,04	8,55	23,09	22,68	23,52	30	256,59	5	11	7	10	3,800

Modulo di elasticità: 6000 kg/mm². *Coefficiente di dilatazione termica lineare*: 0,000023.

Questi conduttori vengono impiegati per impianti provvisori o volanti (*cordoncino CTV*) oppure per attraversamenti di linee elettriche (*filo hacketal*), od anche nel caso di incrocio con alberature, per evitare il contatto fra i rami ed i fili. Sono nella generalità dei casi costituiti con bronzo stagnato del diametro di millimetri 1,5, 2 o 3.

156. Isolatori. — Devono soddisfare a due requisiti essenziali:

1) *elevato isolamento elettrico di massa e superficiale* anche con avverse condizioni atmosferiche;

2) *sufficiente resistenza meccanica* agli sforzi trasmessi dai conduttori ed ai possibili agenti esterni (vandalismi, variazioni di temperatura, ecc.).

Per la fabbricazione degli isolatori si impiegano esclusivamente la porcellana ed il vetro.

La porcellana si compone di tre elementi: caolino (silicato di alluminio idrato), feldspato (miscela di silicati doppi di alluminio e di potassio), quarzo (anidride silicica). Ha composizione assai varia in dipendenza delle caratteristiche meccaniche ed elettriche alle quali deve soddisfare: nel diagramma (fig. 312) è appunto posto in rilievo il diverso comportamento della porcellana al variare delle percentuali dei tre costituenti prima considerati.

In pratica la composizione della porcellana industriale per isolatori è la seguente: da 35 a 65 % di caolino; da 40 a 20 % di feldspato e da 25 a 15 % di quarzo. Una buona porcellana per isolatori deve essere dura, di massa omogenea, compatta e non deve assorbire acqua; deve possedere grande resistenza meccanica e deve resistere a sensibili variazioni di temperatura; deve avere resistività di volume, resistività superficiale e rigidità dielettrica elevate. Tali requisiti vengono migliorati con uno strato di vernice vetrificata che deve aderire perfettamente alla massa di porcellana e deve possederne il medesimo coefficiente di dilatazione; deve essere fusa e trasparente, esente da bolle e da macchie, inattaccabile dagli acidi e molto dura (durezza 6 scala di Mohs).

Il vetro quale materiale costituente isolatori per linee telefoniche ha avuto in passato un discreto impiego; fu però in seguito quasi del tutto abbandonato per i difetti riscontrati ed in particolare per la fragilità, presenza di bolle d'aria che provocano delle rotture cogli sbalzi di temperatura, tensioni interne che spesso producono fenditure, durezza deficiente (4,5 della scala di Mohs) ed inoltre per la limitata resistenza agli agenti atmosferici che dà luogo, col tempo, a rugosità di superficie in cui polvere ed umidità si depositano abbassando il valore della resistività superficiale. Quasi tutti questi difetti sono però praticamente assenti nella qualità di vetro speciale denominata « Pirex » adoperata per i più moderni tipi di isolatori, particolarmente indicati nella costruzione delle linee portanti sistemi in alta frequenza.

I valori della resistenza media alle sollecitazioni meccaniche sono, per la porcellana: alla trazione 700 kg/cm^2, alla compressione 4300 kg/cm^2.

Caratteristica di ogni isolatore è la lunghezza della *linea di fuga* costituita

dalla distanza fra il filo ed il perno, misurata lungo la superficie, in quanto l'isolamento di massa è in genere ampiamente assicurato dalla bontà e dallo spessore del materiale impiegato, mentre l'isolamento superficiale è tanto maggiore quanto più lunga è la linea di fuga.

Un buon isolamento superficiale è fondamentale per gli isolatori, data l'esiguità delle potenze in gioco nella trasmissione telefonica.

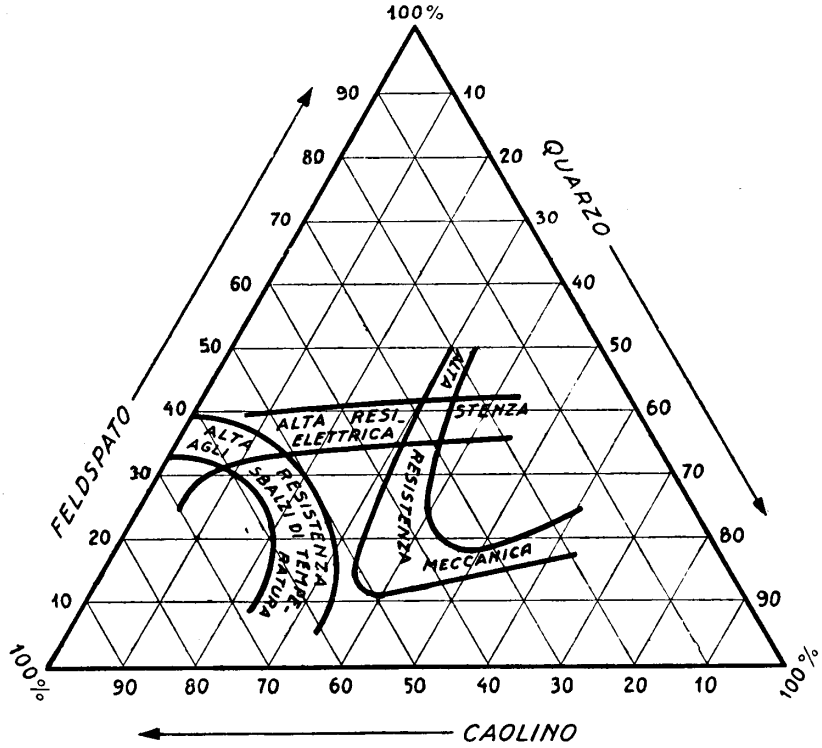


Fig. 312 – Influenza dei componenti sulle caratteristiche fisiche della porcellana.

Nelle prove di collaudo tale isolamento non deve risultare inferiore a 10.000 MΩ a 15° C. La misura viene effettuata come segue: si immergono le teste degli isolatori, rovesciati, in una soluzione conduttrice (25 % di acido solforico in acqua) e si riempiono le campane, fino a 15 mm dagli orli, con la stessa soluzione; la tensione di circa 200 volt viene applicata fra due elettrodi, uno immerso nel foro centrale, uno all'esterno entro la soluzione.

La tensione di perforazione o di rottura ha invece importanza secondaria per la piccolezza delle tensioni.

L'isolamento totale di una linea telefonica aerea è variabile con le condizioni

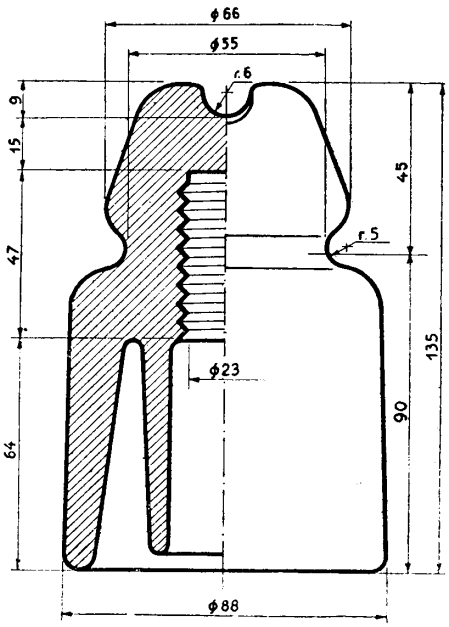


Fig. 313 – Isolatore tipo 1.

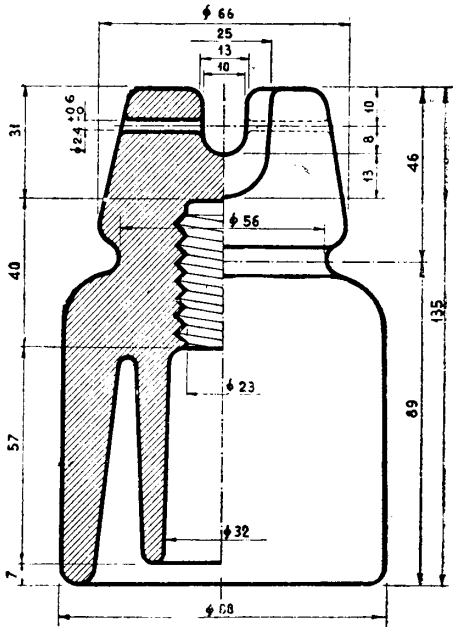


Fig. 314 – Isolatore tipo 1 con foro.

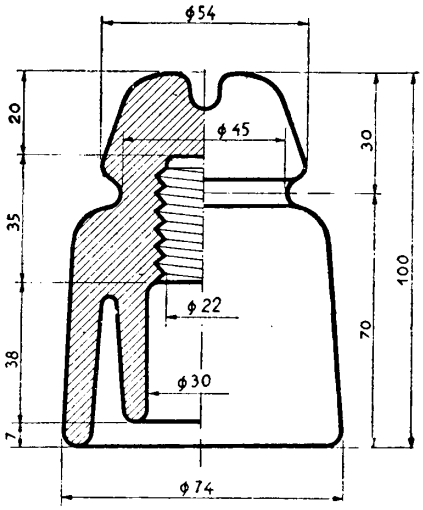


Fig. 315 – Isolatore tipo 2.

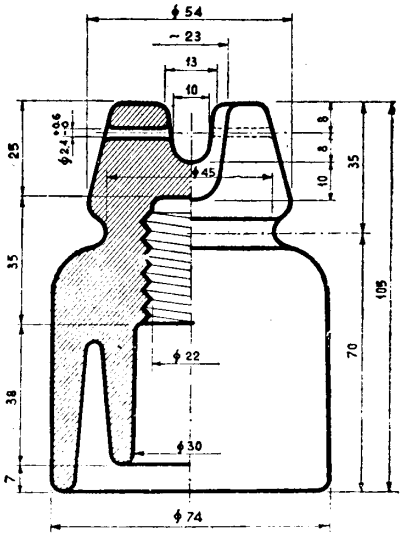


Fig. 316 – Isolatore tipo 2 con foro.

meteorologiche. Viene espresso in MΩ/km di circuito. Con tempo asciutto non deve essere inferiore ad 1 MΩ/km.

Fra i vari tipi di isolatori impiegati nelle linee notiamo:

— *gli isolatori di linea,* atti al semplice sostegno dei conduttori;

— *gli isolatori d'imbocco,* per il collegamento dei fili aerei al cavetto di raccordo dell'apparecchio telefonico e della centrale;

— *gli isolatori speciali.*

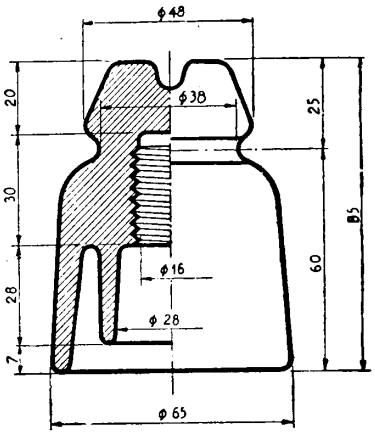


Fig. 317 – Isolatore tipo 2½.

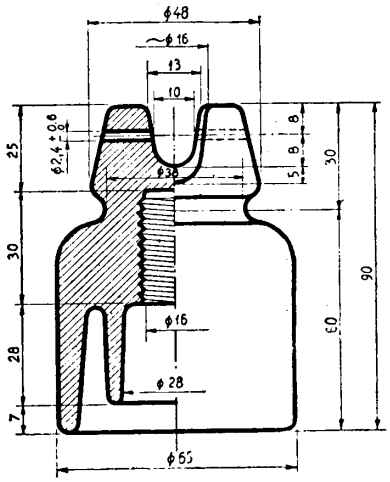


Fig. 318 – Isolatore tipo 2½ con foro.

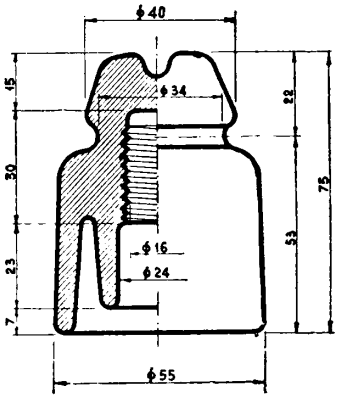


Fig. 319 – Isolatore tipo 3.

Circa l'impiego, basandoci sui tipi in uso presso le società telefoniche concessionarie, osserviamo:

Tipo 1 (massime dimensioni): trova impiego nelle lunghe linee interurbane, nelle zone soggette a forti variazioni di temperatura e di umidità, e quando si adoperano conduttori di tipo pesante (acciaio 4, bronzo 4, ecc.) (figg. 313-314).

Tipo 2 (dimensioni medie): è impiegato nelle medie e brevi linee interurbane e nelle linee urbane di raccordo (figg. 315-316).

Tipo 2 ½ e *tipo 3*: sono i più piccoli e vengono impiegati per brevi linee, in genere nelle linee aeree di abbonato (figg. 317, 318 e 319).

Tipo 00 o *d'imbocco*: serve per imbocco del cavetto in corrispondenza della estremità della linea lato abbonato (fig. 320).

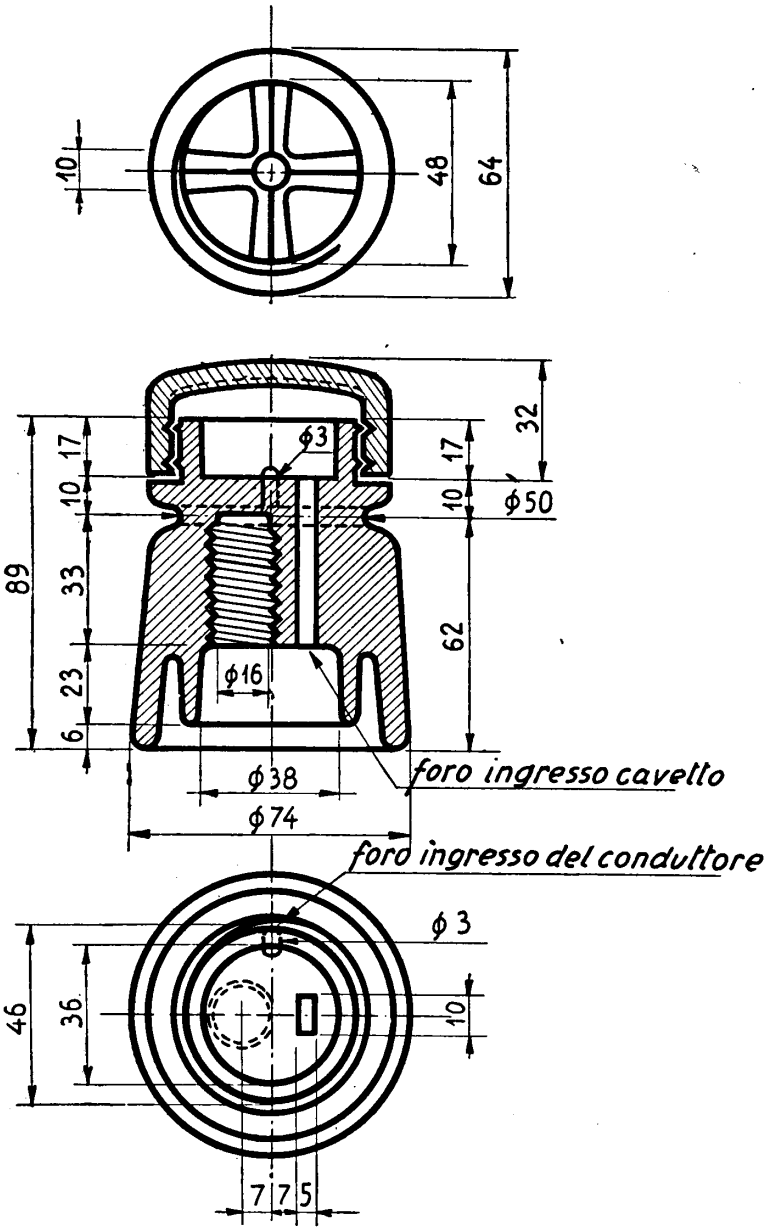


Fig. 320 – Isolatore d'imbocco.

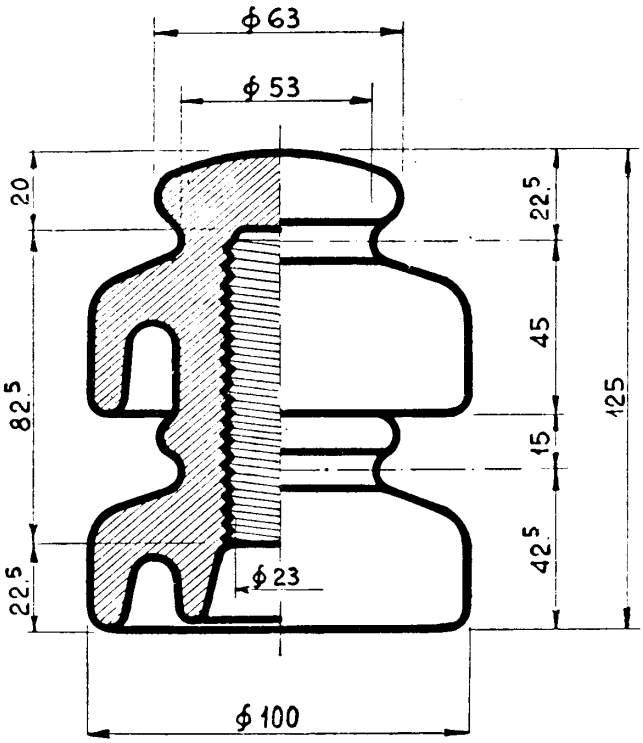


Fig. 321 – Isolatore a doppia gola.

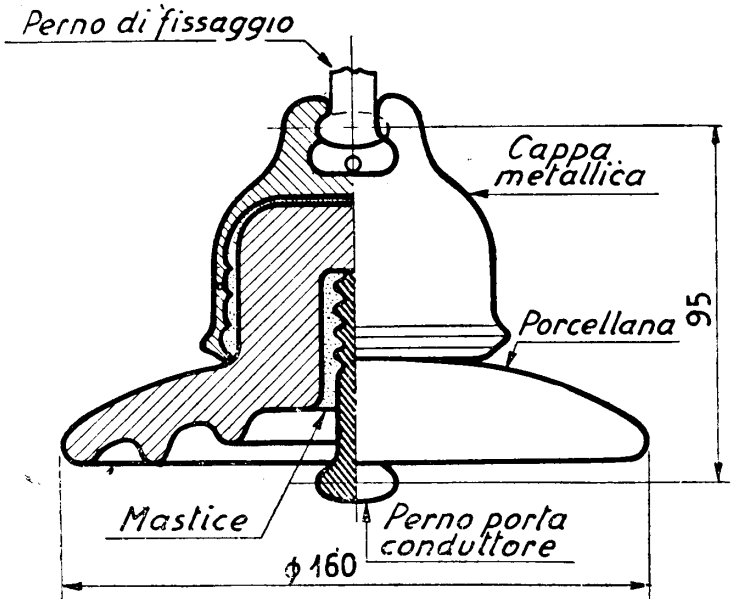


Fig. 322 – Isolatore a sospensione.

Doppia gola: si impiega per sezionatori, incroci su palo, campate di attraversamento (fig. 321).

Speciali, a sospensione (fig. 322): analoghi a quelli impiegati per linee elettriche. Generalmente si ricorre ad un solo elemento per ogni appoggio: sono impiegati per linee di montagna, con lunghe campate e forti dislivelli.

Sezionatori di linea: di impiego assai limitato (fig. 323).

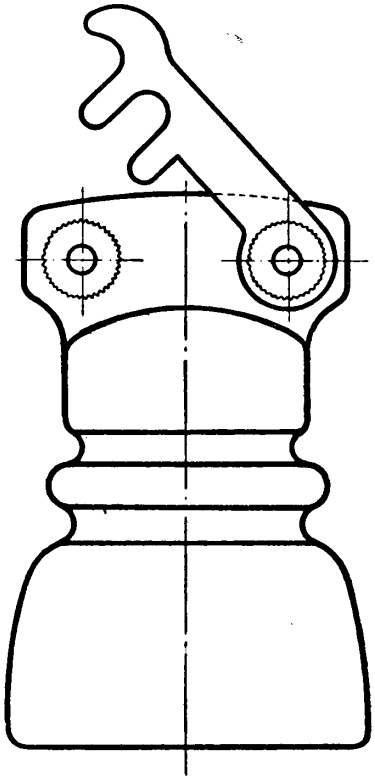


Fig. 323 – Isolatore sezionatore di linea.

157. Sostegni. — I conduttori devono essere sospesi ad una certa distanza dal terreno e a tale scopo servono i *sostegni*, dei quali principali sono: *i pali, le paline, le mensole.*

a) *Pali.* — Costituiscono la maggioranza dei sostegni e possono essere di *legno, ferro, cemento armato.*

1) *Pali di legno*: Sono impiegati su vastissima scala perchè di costo limitato, sufficiente durata, peso moderato, facile trasporto e posa in opera, facile fissaggio degli armamenti e rinforzi.

Vengono correntemente impiegati in Italia pali di castagno selvatico, robinia e di conifere (pino, larice).

Il *castagno* (*Castanea sativa*) è molto diffuso in Italia. Il suo legno ha l'*alburno* (strato novello che ogni anno si aggiunge al corpo legnoso sotto la corteccia) stretto, di colore bianco giallastro; il *durame* (parte interna più ispessita, detta anche cuore), di color bruno, è privo di macchie midollari e presenta anelli ben distinti, con densità diversa a seconda delle condizioni di vegetazione.

Il peso di un metro cubo di legno di castagno che è di circa 1000 kg subito dopo il taglio, si riduce, a stagionatura completa, a circa 600 kg.

I pali di castagno vengono impiegati al naturale; se il legno è sano, a fibre serrate e l'impianto ha luogo in terreni asciutti, possono durare oltre 20 anni.

Altra pianta che fornisce dei buoni pali utilizzabili allo stato naturale è la *robinia* (*Robinia pseudacacia*); per la sua scarsa disponibilità è molto meno usata del castagno.

Il legno delle essenze resinose: abete bianco e rosso, pino silvestre, larice, è meno solido e compatto di quello di castagno e di robinia; impiegato allo stato naturale, esso avrebbe una durata notevolmente minore, intorno ai $4 \div 8$ anni. Perciò i pali di queste essenze, prima di essere posti in opera, vengono sottoposti

a procedimenti di *impregnazione* con sostanze antisettiche, che ne prolungano considerevolmente la durata.

Il legno di *abete bianco* (*Abies pectinata, Pinus abies*) è tenero, leggero, molto elastico e facile a lavorarsi. Il suo colore è bianco con venature giallo-rossastre; è privo di canali resiniferi e ha fibre lunghe, diritte ed uniformi. Il suo peso allo stato fresco varia da 770 a 1230 kg per metro cubo e, dopo la stagionatura, da 370 a 600 kg/m^3.

L'*abete rosso* (*Picea excelsa, Pinus picea*) è un albero montano che cresce di preferenza nei climi freddi fino a 1800 metri d'altitudine. Da noi è diffuso nelle Alpi dal Colle di Tenda alla Carnia, nel Tirolo e nelle Alpi Marittime.

È un legno tenero, molto leggero, ma elastico e tenace. La sua tinta dopo la scortecciatura e la stagionatura è giallo-chiara o rosso-chiara. È più leggero dell'abete bianco, pesando allo stato fresco da 400 a 1050 kg per metro cubo e da 350 a 600 kg/m^3 dopo la stagionatura.

Il *pino silvestre* (*Pinus silvestris*) è abbastanza diffuso (Alpi Marittime); il suo legno è ricco di resina, elastico e forte; le fibre sono lunghe e piuttosto grosse.

Un metro cubo di legno di pino silvestre che allo stato fresco pesa in media 800 kg, dopo stagionatura pesa circa 500 kg.

Il *larice rosso* (*Larix europae, Pinus larix*) è un albero che vegeta tra i 500 e i 2300 metri d'altitudine. Da noi cresce sulle Alpi ed anche sugli Appennini.

Un metro cubo di legno di larice, allo stato fresco, pesa da 520 a 1000 kg (in media 750 kg); stagionato, da 400 a 800 kg.

Le verifiche della varia qualità di legname si fanno generalmente sui pali già scortecciati e sottoposti a stagionatura; il riconoscimento di alcune essenze riesce quindi piuttosto difficile se non si possiede molta pratica.

Comunque, il legname costituente i pali delle varie essenze deve essere integro e perfettamente sano tanto all'alburno che al durame, non presentare alterazioni dovute a parassiti animali o vegetali, avere struttura fine, omogenea e compatta, essere scevro da fenditure e lesioni, da nodi viziosi e da qualsiasi altro difetto che possa dannosamente influire sulla resistenza e durata dei pali.

I difetti e le malattie a cui il legname può andare soggetto possono essere di natura ed entità tali da comprometterne l'impiego come materiale di costruzione delle linee. I difetti più comuni sono:

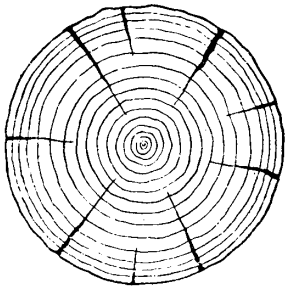
— le fenditure o *crepolature*, accompagnate dall'incurvamento delle parti staccate (il cosiddetto « imbarcamento »), dovute ad una disuguale contrazione degli strati esterni del legno per effetto principalmente della rapida evaporazione dell'acqua (fig. 324);

— le fenditure al cuore (durame) che a differenza delle altre, hanno origine al centro della sezione, dove la loro larghezza è massima e da cui diramano (fig. 325);

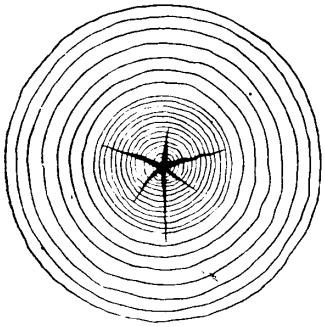
— le fenditure prodotte dal gelo o dal freddo troppo intenso (fig. 326);

— le fenditure a stella, che avvengono di preferenza al piede degli alberi troppo vecchi (fig. 327);

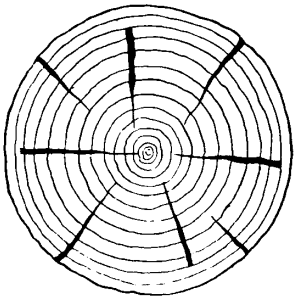
— la *cipollatura*: difetto particolarmente pregiudizievole (chiamato pure « girello » o « mal del rotolo »), consistente nel distacco totale o parziale di anelli annui contigui. È dovuta principalmente ad un irregolare aumento di spessore



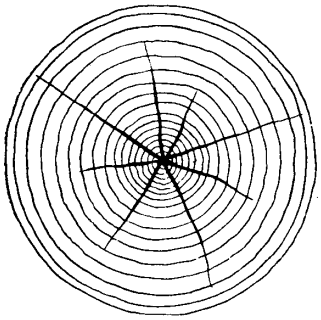
Crepolature dovute alla stagionatura



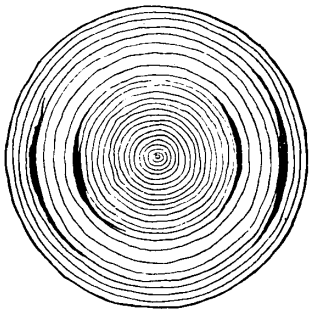
Fenditure al cuore



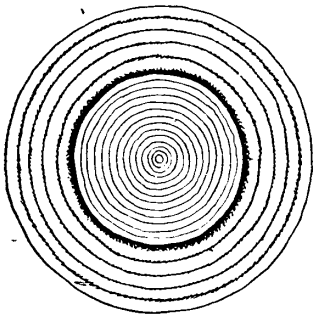
Fenditure prodotte dal gelo



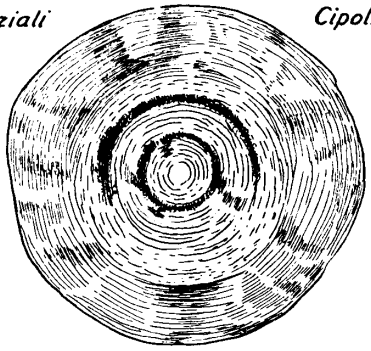
Fenditure a stella



Cipollature parziali



Cipollatura interna



Tronco di pino affetto da lunatura

Figg. 324-330 – Difetti dei pali

del legno delle varie cerchie annuali (figg. 328-329). È un difetto molto frequente nel castagno, ed anche nell'abete e nel pino, e si verifica nelle piante di età avanzata; i pali che ne sono affetti presentano una minore resistenza meccanica e sono più soggetti a marcire a causa della maggior facilità con cui possono assorbire la umidità del terreno;

— le fibre a spirale o pali girati, difetto dovuto alla torsione a spirale delle fibre rispetto all'asse del fusto (la torsione può essere destrorsa o sinistrorsa). I pali girati possono essere impiegati quando il difetto non è molto accentuato e semprechè il legno sia ben stagionato, perchè in caso diverso la rotazione delle fibre tende a proseguire anche mentre il palo è in opera, provocando lo spostamento delle traverse o dei ganci porta isolatori;

— i nodi viziosi, i nodi in numero eccessivo o troppo grandi, le escrescenze legnose o i riporti longitudinali, che molte volte denotano una fessura interna, sono pure difetti di cui si deve tenere conto.

In particolare sono da temersi i cosiddetti « nodi morti » di color bruno o nero, i nodi farinosi, specialmente quelli color cannella, nonchè i cosiddetti « occhi di pernice », piccoli nodi nel cui mezzo si scorge un punto scuro, sede ed origine di putrefazioni.

Le più comuni malattie del legno sono:

— la *putrefazione rossa* (carie), dovuta all'azione di alcune specie di funghi. È da menzionare una forma particolare di putrefazione rossa detta « lunatura » (fig. 330) prodotta dal « trametes pini », che attacca il legno delle conifere, e specialmente dei pini, provocandone la distruzione a strati anulari, spesso estendentesi a tutta la periferia;

— la *putrefazione bianca*, dovuta ad un processo di decomposizione rapida e violenta provocato anch'esso da vari tipi di funghi, che rendono il legno friabile, conferendogli una tinta bianca o gialliccia.

Oltre ai fenomeni di vera e propria putrefazione, il legno può presentare malattie meno tipiche, che tuttavia lo rendono inadatto all'impiego; si ricordano:

— il legno « riscaldato », contraddistinto da una colorazione sbiadita, azzurro-verde per le essenze resinose; malattia dovuta a fermentazione, con tempo caldo e umido, degli alberi lasciati giacere al suolo senza scortecciarli subito dopo il taglio;

— il legno morto in foresta (in piedi), riconoscibile dagli anelli annui molto larghi e con grandi pori. Il legno è di colore sbiadito e risulta più leggero di quello normale ed anche meno consistente;

— il legno tarlato: disgregazione del legname in fori più o meno grandi, provocata da parassiti animali (insetti). In generale i fori più piccoli, come punture d'ago, sono i più dannosi.

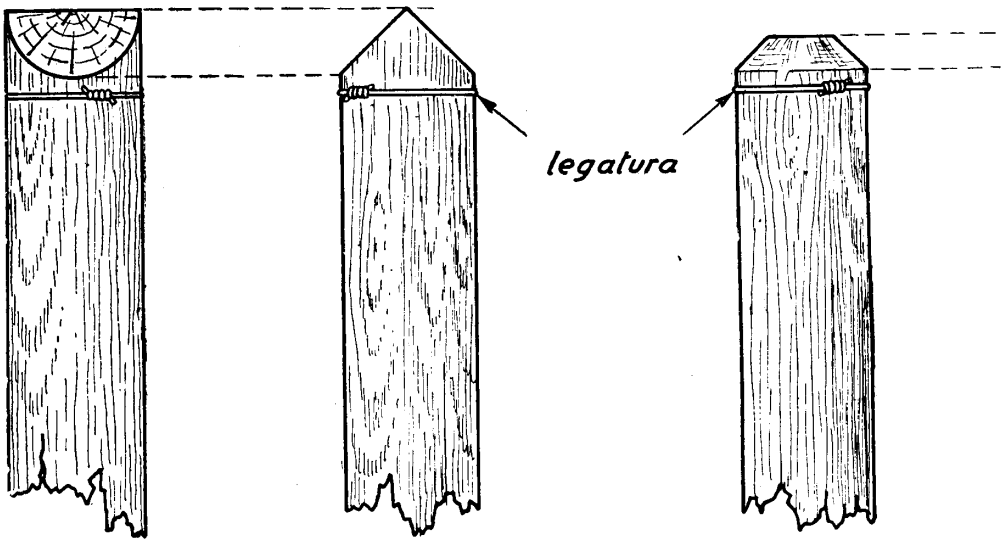
I pali vengono ricavati da piante abbattute durante l'inverno, quando il freddo ha arrestato il movimento della linfa (riposo vegetativo); da novembre a febbraio per le piante di castagno e da dicembre a febbraio per quelle di robinia e di essenze resinose.

I pali di castagno si tagliano nel punto di distacco dalla ceppaia, in modo da conservare la parte grossa e dura in basso, detta « calcio ».

È da preferirsi che anche i pali di robinia, di abete, pino e larice, conservino la parte di fondo più prossima alle radici e costituente base, perchè tale parte è più ricca di resine e il legno è più duro. Tutti i pali vengono poi sezionati normalmente all'asse, con taglio netto traversale a bordi arrotondati.

Come norma generale, conviene che lo scortecciamento sia fatto al più presto (ad eccezione dei pali destinati all'iniezione allo stato fresco col sistema Boucherie), in modo che i pali risultino perfettamente scortecciati, nonchè rettificati e lisciati fin presso i nodi.

Compiuto lo scortecciamento, si provvede alla formazione della punta del palo. A tale scopo la cima dei pali da iniettare viene tagliata a due spioventi (fig. 331)



Figg. 331-332 – Preparazione dei pali naturali alla punta.

e quella dei pali da impiegarsi allo stato naturale, come il castagno, la robinia, ecc., smussata per un'altezza di 5 cm ed in modo da avere forma tronco-conica (fig. 332). Prima dell'accatastamento, poi, i pali vengono stretti alla cima con un giro di filo di ferro da 3 o 4 mm, dopo di aver praticato nel legno una leggera intaccatura per impedire lo scorrimento, e vengono talora provvisti di un cappelletto in lamiera per migliore protezione contro l'umidità (fig. 333).

Le lunghezze normali dei pali in legno, per linee telefoniche, sono di m 7-7,5-8-8,5-9; per esigenze speciali sono previste lunghezze maggiori, da m 10 a m 15. Le dimensioni normali sono indicate nella tabella a pagina seguente e sono da riferire a pali mondati dalla corteccia e stagionati. Qualora occorresse determinare il volume dei pali, si potrà, con sufficiente approssimazione, considerare il palo come un cilindro

Misure normali dei pali e dati riguardanti la loro posa.

Lunghezza del palo	Dimensioni a due metri dalla base		Diametro alla cima	Profondità di infissione (1)	Dimensioni della buca d'infissione (2)					Massima forza applicabile in cima ai pali		Volume approssimativo dei pali in m³	Peso approssimativo del palo		Mantello protettore su pali Kyanizzati			
					Antiscavo			Scavo										
	diametro	circonferenza			lunghezza	larghezza	profondità	diametro	profondità	castagno	iniettati		castagno	iniettati	Altezza totale del mantello	Altezza del mantello fuori terra	Altezza del mantello entro terra	Distanza del mantello dalla estremità inferiore del palo
m	cm	cm	cm	m	m	m	m	m	m	kg	kg	m³	kg	kg	m	m	m	m
7	16	50	11	1,30	1,20	0,40	0,30	0,25	1,—	149	132	0,115	75	70	1,30	0,70	0,60	0,70
7,50	17	53	12	1,30	1,20	0,40	0,30	0,25	1,—	165	146	0,151	100	80	1,30	0,70	0,60	0,70
8	18	57	13	1,30	1 30	0,40	0,30	0,30	1,—	185	158	0,175	120	90	1,30	0,70	0,60	0,70
8,50	18	57	13	1,30	1 30	0,40	0,30	0,30	1,—	200	176	0,185	130	100	1,30	0,70	0,60	0,70
9	20	63	14	1,40	1,35	0,40	0,40	0,35	1,—	221	195	0,230	160	127	1,30	0,70	0,60	0,80
10	21	66	15	1,50	1,40	0,50	0,50	0,35	1,—	234	208	0,280	195	150	1,30	0,70	0,60	0,90
11	23	72	16	1,65	1,45	0,50	0,55	0,40	1,10	273	243	0,380	250	210	1,30	0,70	0,60	1,05
12	25	79	17	1,80	1,50	0,50	0,70	0,40	1,10	319	283	0,455	315	250	1,40	0,70	0,70	1,10
13	26	82	18	1,95	1,50	0,50	0,75	0,40	1,20	337	300	0,585	40	320	1,50	0,70	0,80	1,15
14	27	85	18	2,10	1,60	0,60	0,85	0,45	1,25	347	315	0,630	435	345	1,60	0,70	0,90	1,20
15	29	91	19	2,25	1,70	0,60	0,90	0,45	1,35	396	345	0,740	510	400	1,70	0,70	1,—	1,25

(1) La profondità di infissione può essere ridotta di circa ⅓ nei terreni rocciosi.

(2) Per i pali da 12 a 15 m è bene fare un antiscavo a due gradini; per l'anti-scavo scegliere una direzione che non presenti ostacolo all'alzata del palo.

Il carico di rottura per pali di castagno è di 4,5 kg/mm² e per quelli iniettati di 3,5 kg/mm².

Il carico di sicurezza per pali di castagno è di 1,7 kg/mm² e per quelli iniettati di 1,5 kg/mm².

avente la stessa altezza e una sezione uguale a quella che ha il palo a metà della sua lunghezza. Si applicherà quindi la formula $V = L \frac{C^2}{4\pi}$ in cui L è la lunghezza del palo e C la sua circonferenza misurata a metà altezza.

I pali di legno infissi nel suolo, a causa delle sostanze organiche contenute nella linfa, degli agenti atmosferici e dei composti chimici del terreno, subiscono alterazioni che ne diminuiscono grandemente la resistenza meccanica e finiscono per provocare la completa distruzione del legno.

Il punto del palo più soggetto a deteriorarsi è quello a fior di terra, nella così detta *linea di vento e d'acqua*, ove si sommano le azioni combinate dell'aria, dell'umidità e del calore, favorite dal ristagno dell'acqua piovana e dall'erba che cresce attorno.

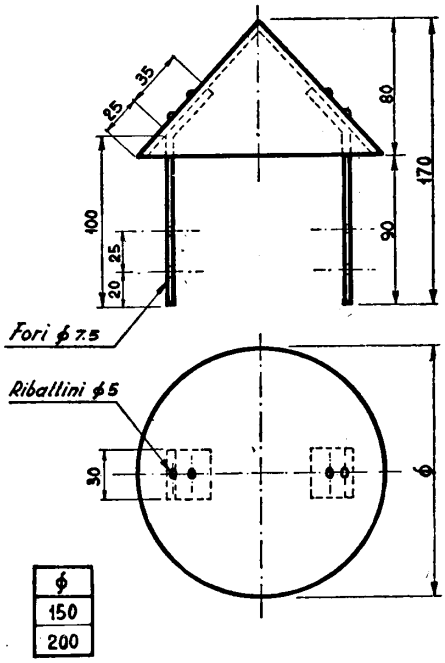
Per prolungare la durata in opera dei pali occorre, quindi, combattere i diversi elementi che ne cagionano la distruzione. I procedimenti protettivi possono dividersi in:

— sistemi di protezione superficiale del legno;

— sistemi di sterilizzazione del legno con liquidi antisettici opportunamente iniettati nel palo.

Fra i *sistemi di protezione superficiale* indichiamo:

— la *carbonizzazione* superficiale (per i pali di castagno e robinia già stagionati), per uno strato di non oltre 2 mm di profondità e limitatamente ad una lunghezza che non ecceda di circa 20 cm il tratto da sotterrare. Durata dei pali in opera dai 16 ai 20 anni;



Lamiera zincata m/m 0.5

— Lamierini brochettati internamente al cappelletto ripiegabili sul palo con fissaggio mediante tirfoncini

Fig. 333 – Cappelletti per pali.

— l'applicazione di un *mantello protettore* di catrame o vernici a base di composti minerali, in corrispondenza dell'estremità inferiore del palo per un'altezza di m 1,30÷1,50 (vedi ultime colonne della tabella), in posizione tale che nel palo in opera il mantello emerga dal terreno per almeno 70 cm. Tale sistema è applicato sui pali di essenze resinose, in aggiunta alla Kyanizzazione (vedi oltre);

— l'applicazione di *fasciature protettive* speciali. Ottimi risultati pare che

dia la fascia impregnante con sali di Wolman (a base di fluoro ed arsenico); in Italia ha avuto finora scarsa applicazione.

Fra i *sistemi di sterilizzazione* ricordiamo:

— il sistema ad immersione Kyan, basato sull'impiego del bicloruro di mercurio (sublimato corrosivo);

— il sistema a pressione Boucherie, basato sull'impiego del solfato di rame o di sali fluoro-arsenicali;

— il sistema a vuoto e pressione Rüping, basato sull'impiego di olio di catrame (creosoto).

La *Kyanizzazione* è un processo mediante cui i pali, già stagionati, scortecciati e mondati fino all'alburno, vengono tenuti immersi, per dieci giorni, entro una vasca contenente una soluzione di bicloruro di mercurio al 0,66 %, in modo che il sale antisettico può depositarsi entro le fibre del legno (prevalentemente entro quelle esterne).

Il metodo è applicato ai pali di pino e abete ed a quelli di larice.

La durata media dei pali così trattati, in opera, è di 15÷16 anni.

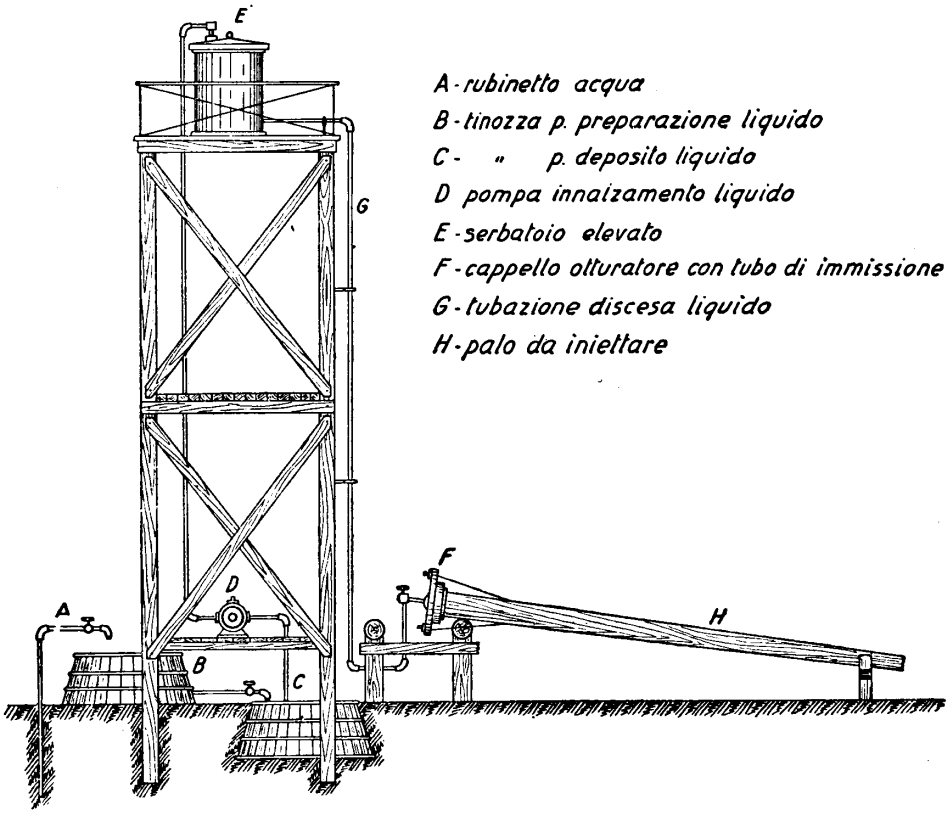


Fig. 334 – Impianto per l'iniezione dei pali secondo il sistema Boucherie.

Il *sistema a pressione* è basato sulla espulsione della linfa e sulla sostituzione di essa con un liquido dotato di proprietà antisettiche.

Il sistema Boucherie (fig. 334) elimina la linfa facendo filtrare per gravità lungo gli stessi canali linfatici del palo, una soluzione di solfato di rame che viene introdotta alla pressione di $1 \div 2$ atmosfere.

Col medesimo sistema Boucherie vengono più modernamente impiegati antisettici a base di cloruro di zinco o di fluoruro d'arsenico (Tanalit), più stabili nel tempo e meno soggetti ad essere asportati dall'umidità, perchè meno solubili.

Per i pali da iniettarsi col sistema Boucherie è ammesso l'abbattimento delle piante anche nei mesi estivi (giugno-luglio-agosto) e ciò perchè l'iniettamento viene eseguito a piè di bosco, sul palo freschissimo, appena tagliato ed ancora provvisto della corteccia.

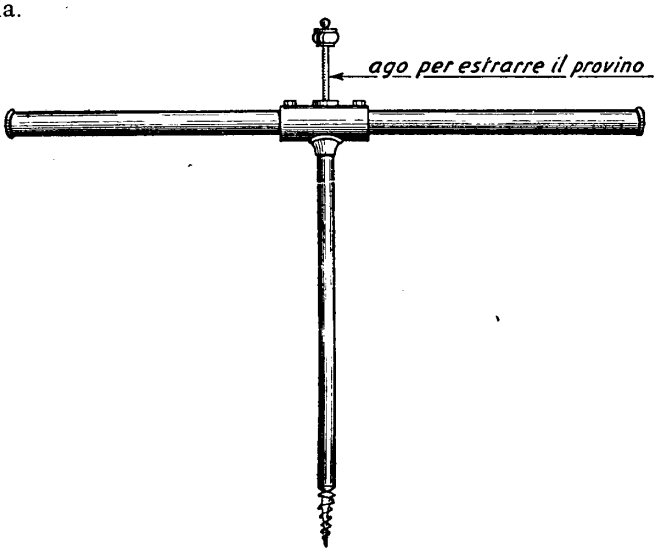


Fig. 335 – Trivella di sondaggio per pali.

I pali iniettati al solfato di rame hanno in opera una durata media di 14 anni. Quelli al Tanalit una durata superiore ai 15 anni.

I *sistemi a vuoto e pressione* possono essere ad impregnazione totale o parziale. A questo ultimo tipo, detto anche «economico», appartiene il sistema Rüping, mediante il quale l'assorbimento dell'antisettico (olio di catrame o creosoto) viene ridotto a $70 \div 80$ kg/m^3, mentre con il sistema ad impregnazione totale (sistema Bethell), ormai abbandonato perchè eccessivamente costoso, la quantità di liquido assorbito era in media di circa 300 kg/m^3.

Il metodo Rüping consiste nell'introdurre i pali entro un recipiente cilindrico (autoclave) e nell'iniettarvi il liquido antisettico dopo praticato un certo grado di vuoto.

Per determinare la profondità di penetrazione dell'antisettico si fa un assaggio (provino) adoperando una trivella di sondaggio (fig. 335).

La durata media in opera dei pali iniettati al creosoto può stimarsi in 20 anni circa.

Il legname più adatto all'iniezione col sistema Rüping è quello di pino silvestre.

Un procedimento di protezione del legname che si differenzia da quelli finora accennati è il cosiddetto metodo « Cobra ».

Consiste nella iniezione di una miscela di sostanze antisettiche, mediante siringhe a forma di lama, in punti equidistanti disposti secondo le generatrici del palo e limitatamente al calcio e alla testa.

Tale sistema risulterebbe utile per l'impregnazione di pali in opera, arrestando processi di putrefazione del legno ormai iniziati; sinora le applicazioni fattene in Italia non sono tali da poter esprimere un giudizio sicuro sull'efficacia.

2) *Pali di ferro*: sono di impiego assai limitato perchè vi si ricorre nei casi in cui manca la possibilità di adottare dei rinforzi (tiranti, puntelli, ecc.) e si debba disporre di sostegni particolarmente robusti per far fronte a notevoli sollecitazioni.

Si adoprano pali tubolari, in genere costituiti da due o tre porzioni cilindriche di diametro decrescente dalla base alla punta (Mannesmann) oppure pali a traliccio.

3) *Pali di cemento armato*: anche questi sono raramente usati a causa del costo elevato, del peso notevole e delle difficoltà di trasporto, posa ed applicazione degli armamenti. Presentano il vantaggio di poter venire calcolati e proporzionati agli sforzi effettivi che devono sostenere. In genere si impiegano quelli di tipo centrifugato, perchè robusti e relativamente meno pesanti.

Vengono fabbricati nel seguente modo:

Su di un'anima di legno (o maschio del tubo) leggermente assottigliata dalla base all'estremità, un'apposita macchina avvolge una spirale di filo di ferro crudo del diametro di 3 o 4 mm, sulla quale poi viene disposta l'armatura longitudinale di tondini di acciaio, tenuti distanti con legature di fili di ferro.

L'armatura così composta viene fissata ancora con una doppia spirale (destrorsa e sinistrorsa) di filo di ferro crudo, in modo che si ottiene una vera e propria gabbia, un'ossatura metallica tubolare, dalla quale si sfila fuori l'anima di legno.

Questa ossatura viene centrata in una forma divisa a metà nel senso della lunghezza, di dimensioni interne uguali a quelle desiderate per il palo. Si versa quindi, attraverso le maglie dell'armatura, il calcestruzzo preparato nella dosatura opportuna. La forma, riempita parzialmente con calcestruzzo e chiusa saldamente colla sua metà superiore a mezzo di bulloni e cunei metallici, viene introdotta nella macchina centrifugatrice e fatta ruotare ad una velocità fra i seicento ed i mille giri al minuto, con l'effetto di spingere e comprimere la massa cementizia contro le pareti.

Dopo soli dieci minuti, il palo è confezionato: viene lasciato nella forma per 24 ore, perchè avvenga la presa, e, quindi, tolto e messo a stagionare sotto sabbia umida per 28 giorni, dopo i quali può venire impiegato.

I pali in cemento armato richiedono una particolare attrezzatura per gli operai che devono scalarli.

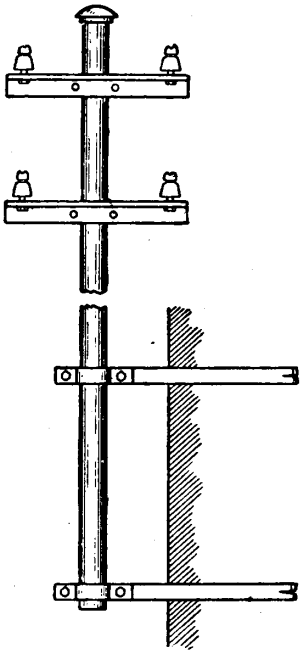


Fig. 336 – Palina a muro.

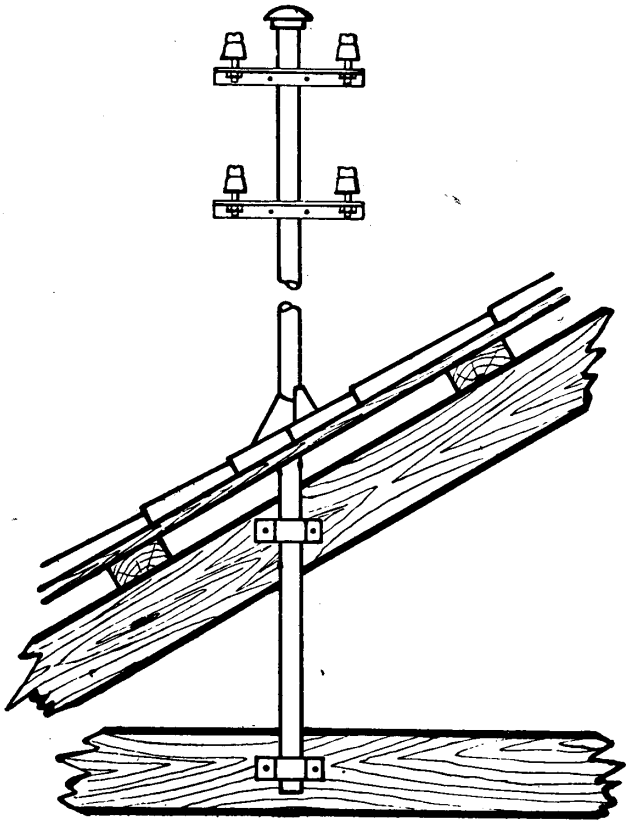


Fig. 337 – Palina a tetto.

DIMENSIONI NORMALI

ø	S	kg/m (1)	Lunghezza spezz. m
60	3,50	4,800	4 ÷ 7
76	3,75	6,200	4 ÷ 7
102	4,—	10,500	4 ÷ 7
114	4,—	11,—	4 ÷ 7
Tolleranze			
± 1%	± 10%	(1) Indicativo.	

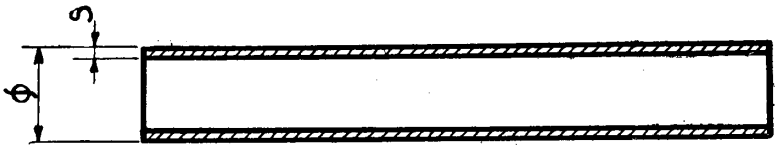
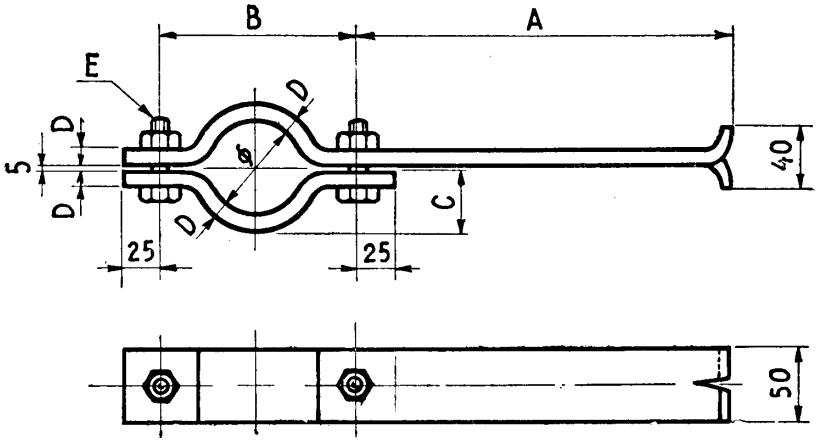


Fig. 338 – Tubi per paline.

b) *Paline.* — Sono costituite da sostegni di lunghezza variabile, sostenuti a loro volta da corte mensole o da collari fissati ai muri delle case od alle travature dei tetti (vedi figg. 336 e 337).

Abbandonata ormai la palina di legno per ragioni di estetica e manutenzione, è impiegata la palina di ferro tubolare (fig. 338). I collari di fissaggio (fig. 339)



Ferro zincato

DIMENSIONI NORMALI

ø	A	B	C	D	E	kg
61	250	130	38	10	1/2'' × 45	2,600
	500	130	38	10		3,600
	750	130	38	10		4,600
77	250	150	46	10		2,900
	500	150	46	10		3,750
	750	150	46	10		4,750
103	250	170	63	15	5/8'' × 60	4,800
	500	170	63	15		6,300
	750	170	63	15		7,750
115	250	190	70	15		5,350
	500	190	70	15		6,800
	750	190	70	15		8,300

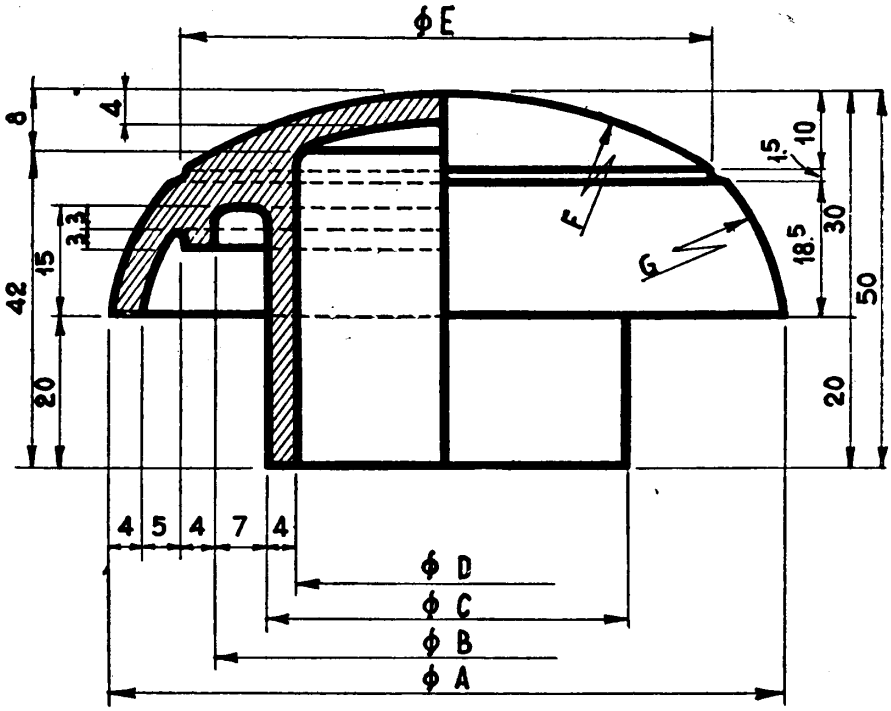
Fig. 339 – Collare a muro per paline.

vengono murati il più possibile lontani fra di loro, onde ottenere la massima stabilità. Alle paline vengono fissati gli armamenti; la parte superiore è protetta da un cappelletto (fig. 340).

Per aumentare la stabilità delle paline si possono adoperare dei *controventi* di filo di acciaio, trattenuti a ganci semplici o doppi (figg. 341 e 342). Nelle paline

a tetto l'ingresso del tubo è protetto, sopra la falda, con tegole di zinco che impediscono l'entrata della pioggia (fig. 343).

c) *Mensole.* — Costituite da ferri profilati ad L, murati nei fabbricati e sovente collegati da montanti verticali; servono per il sostegno dei conduttori negli



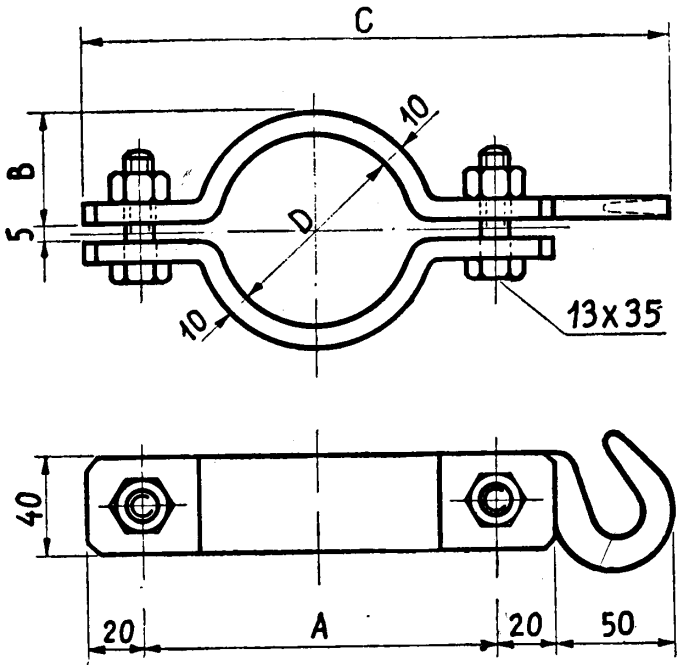
Ghisa zincata

DIMENSIONI NORMALI

A	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*	kg
88	62	48	40	70	66	33	0,500
104	78	64	56	86	94	33	0,610
130	104	90	82	112	140	33	
142	116	102	94	124	191	33	

Fig. 340 – Cappelletto per paline.

abitati. Normalmente vengono impiegati angolari di dimensioni variabili da 45 a 65 mm di lato; la parte che deve essere murata, detta *zanca*, è conformata in modo da rinforzare l'incastro ed evitare lo sfilamento.

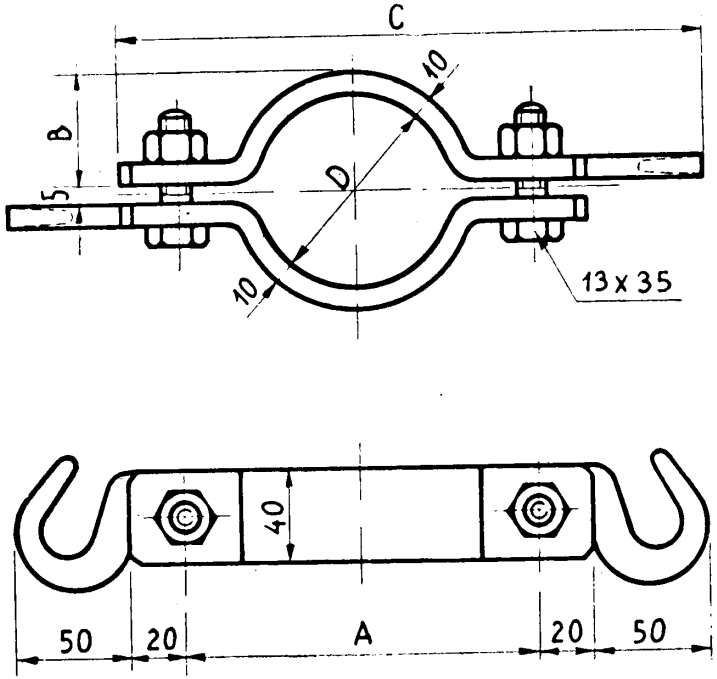


Ferro zincato

DIMENSIONI NORMALI

A	B	C	D	kg
120	38	210	61	1,330
140	46	230	77	1,500
155	59	245	103	1,800
165	65	255	115	1,940

Fig. 341 – Gancio semplice da palina e contropalina.

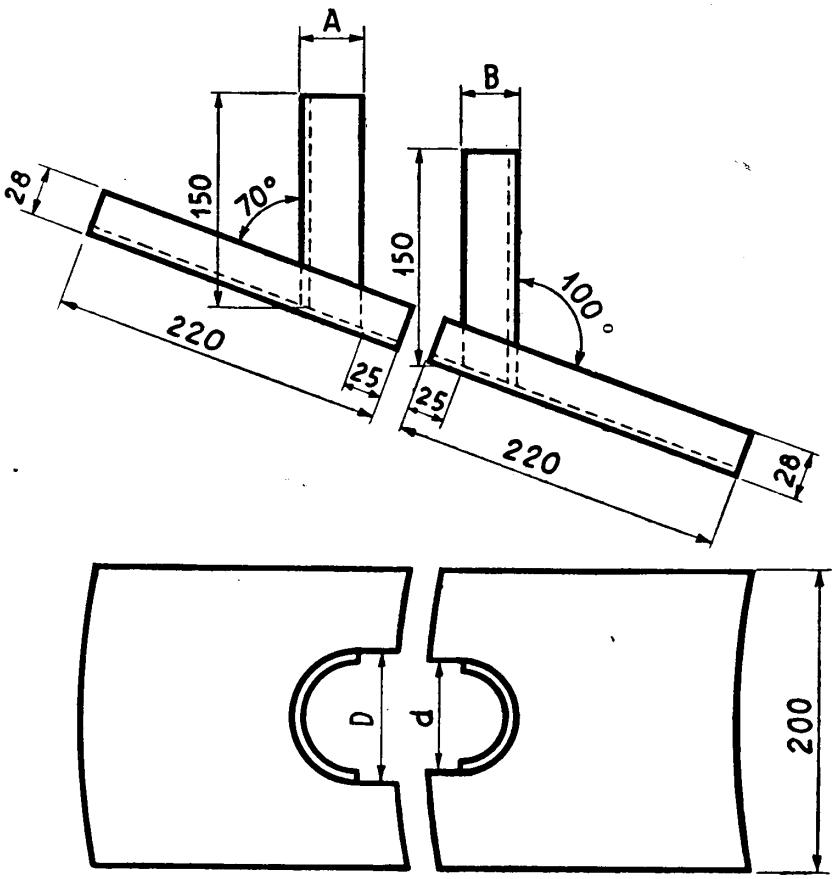


Ferro zincato

DIMENSIONI NORMALI

A	B	C	D	kg
120	38	210	61	1,450
140	46	230	77	1,620
155	59	245	103	1,900
165	65	255	115	2,—

Fig. 342 – Gancio doppio da palina e contropalina.

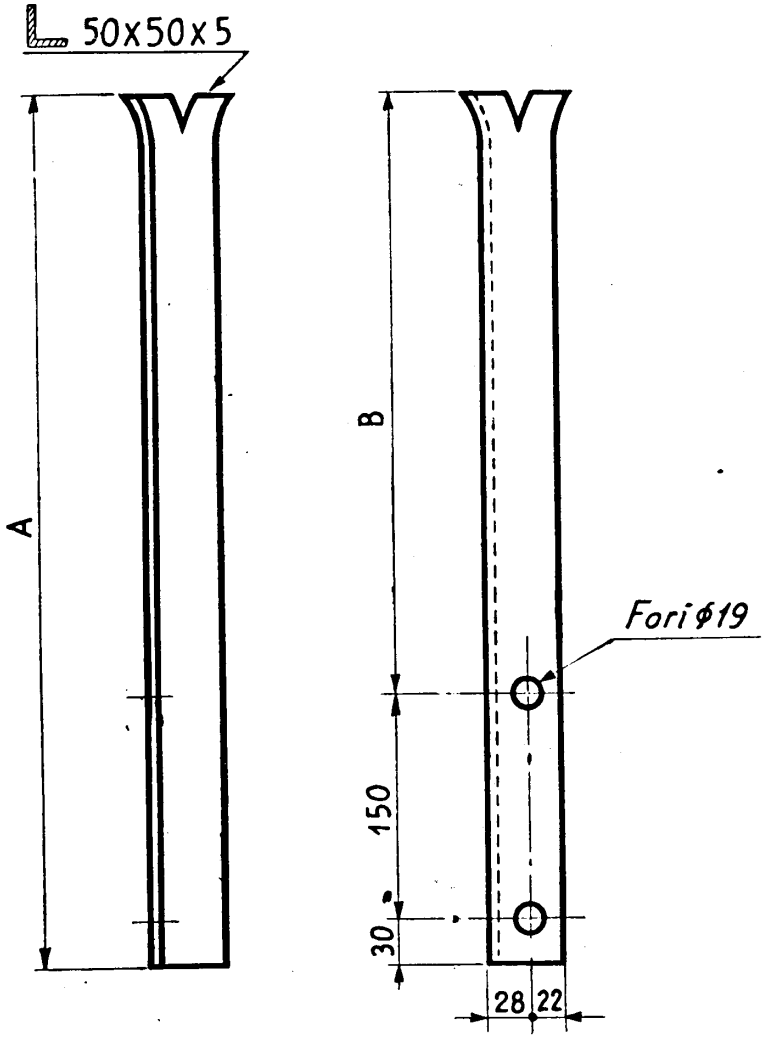


Lamiera zinco m/m 0,4

DIMENSIONI NORMALI

A	*B*	*D*	*d*	Per paline da mm	kg
40	35	70	65	60	0,350
50	45	85	80	76	0,375
60	55	110	105	102	0,400
70	65	125	120	114	0,420

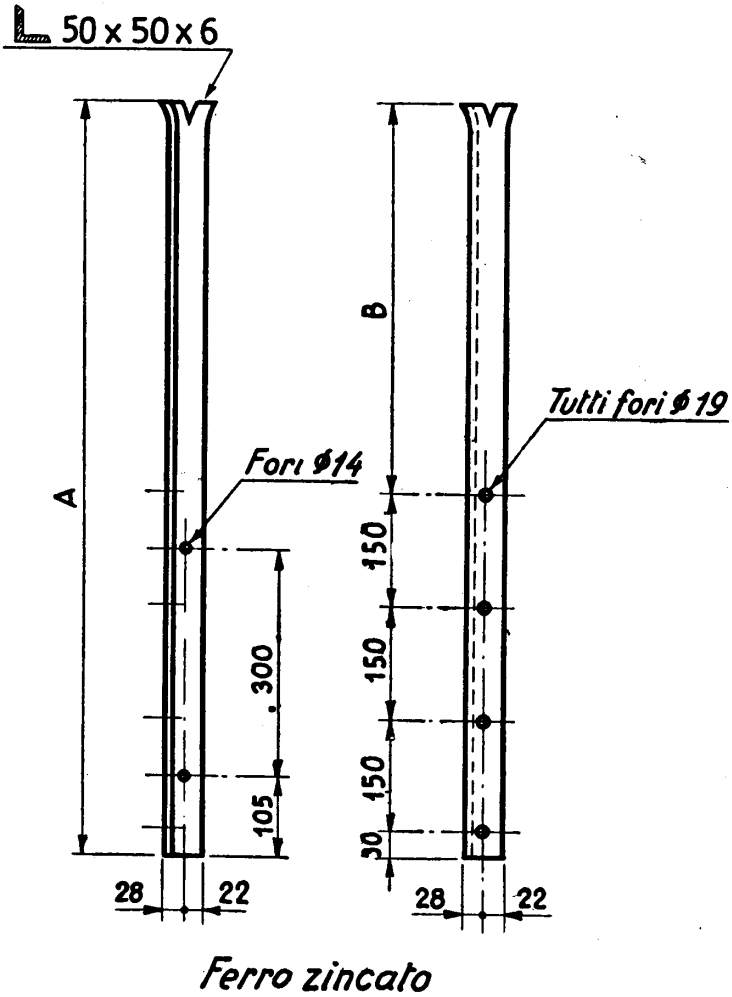
Fig. 343 – Tegole di zinco per paline.



DIMENSIONI NORMALI

TIPO	*A*	*B*	kg
Allungato	780	600	3,300
Normale	580	400	2,600

Fig. 344 – Angolari a muro a 2 fori.



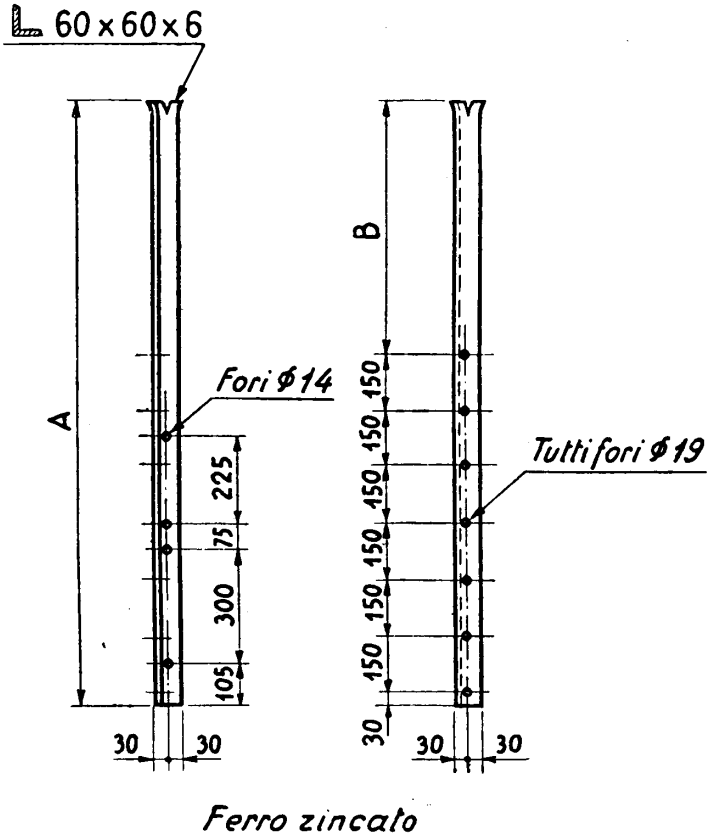
DIMENSIONI NORMALI

TIPO	*A*	*B*	kg
Allungato	1250	770	5,500
Normale	1000	520	4,500

Fig. 345 – Angolari a muro a 4 fori.

Riportiamo a titolo di esempio:

— angolare a muro a 2 fori (fig. 344), per una coppia di fili d'abbonato (linee urbane);

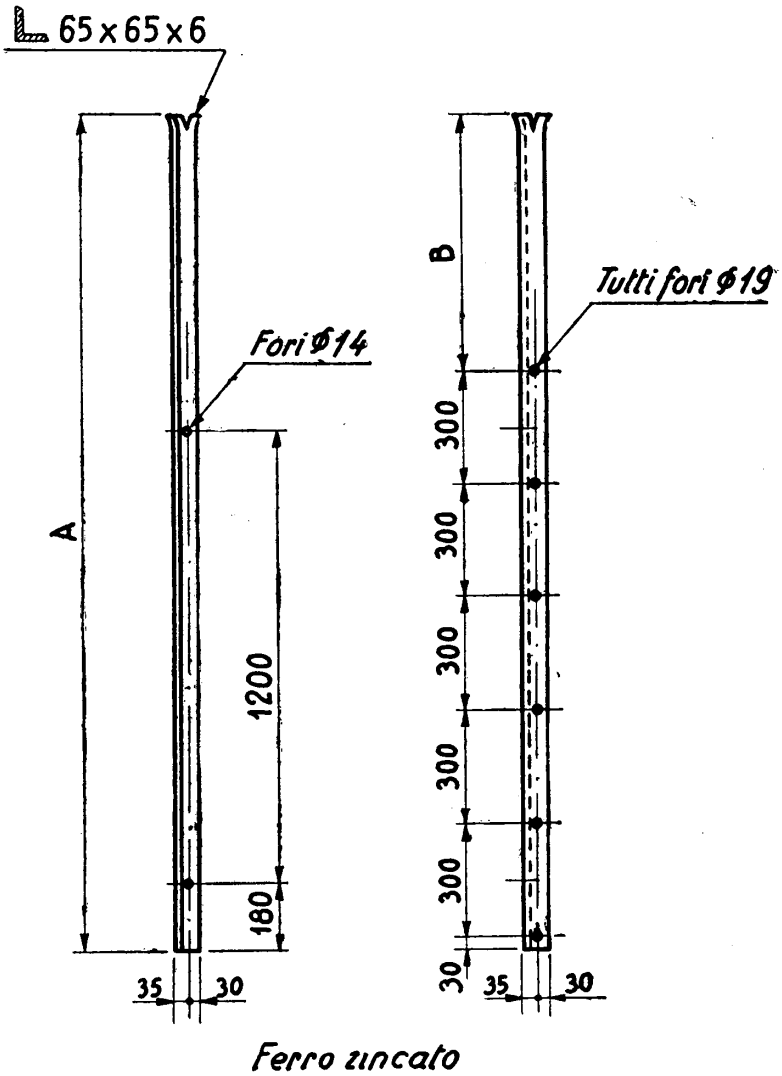


DIMENSIONI NORMALI

TIPO	*A*	*B*	kg
Allungato	1830	900	9,750
Normale	1600	670	8,850

Fig. 346 – Angolari a muro a 7 fori.

— angolare a muro a 4 fori (fig. 345), per due coppie urbane ovvero una coppia interurbana (interasse fra i fili: 15 cm nel 1° caso, 30 cm nel 2°) e, inoltre, una o due coppie urbane con l'impiego di ganci a pipa (vedi oltre);



DIMENSIONI NORMALI

TIPO	*A*	*B*	kg
Allungato	2430	1050	14,360
Normale	2200	820	13,—

Fig. 347 – Angolari a muro a 3 bicoppie.

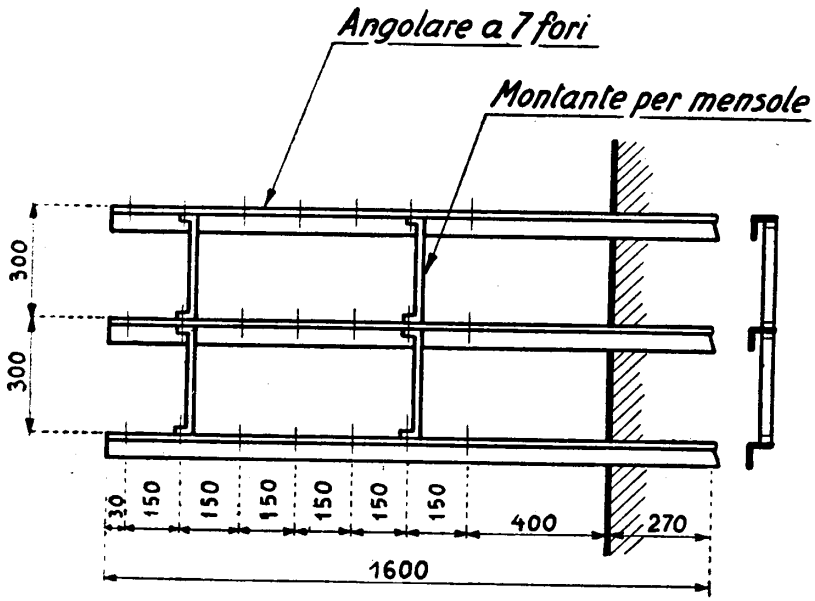


Fig. 348 – Montaggio di una mensola con montanti.

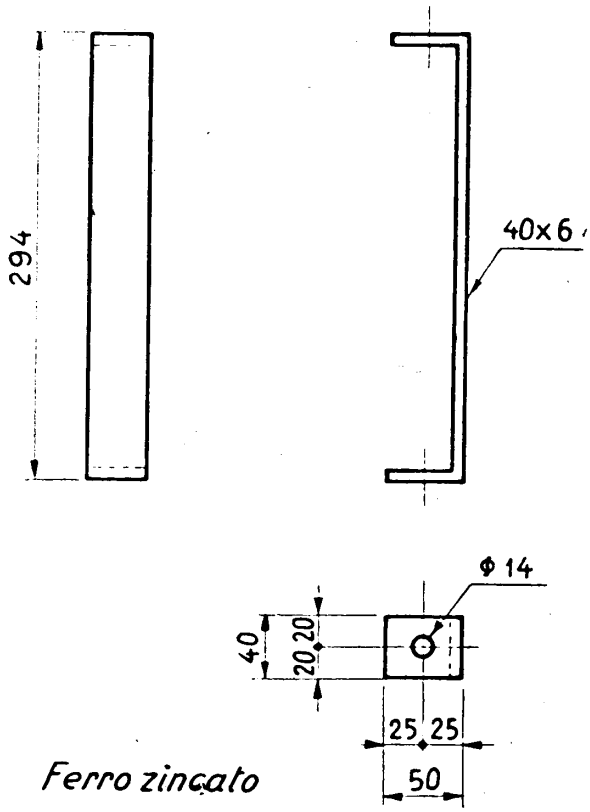


Fig. 349 – Montante per mensole.

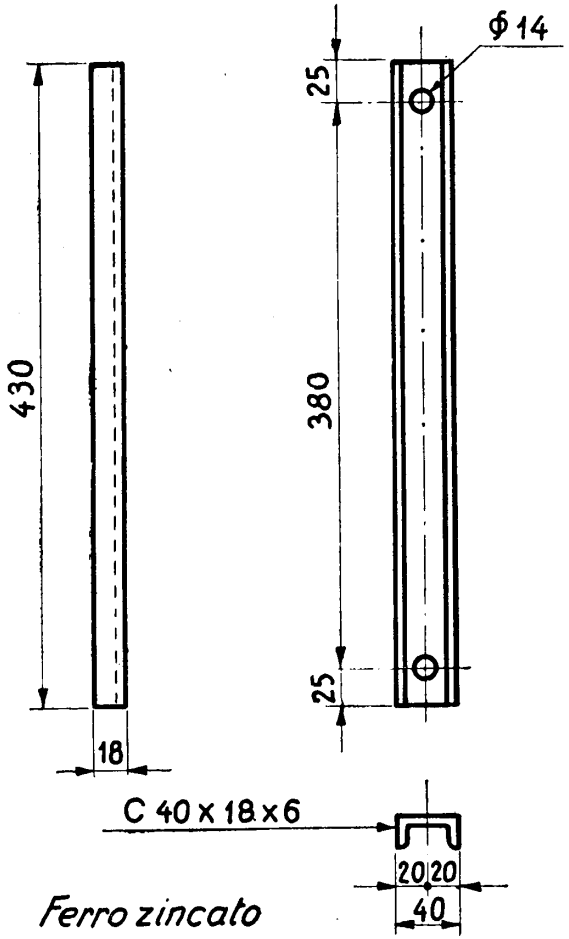


Fig. 350 – Altro montante per mensole.

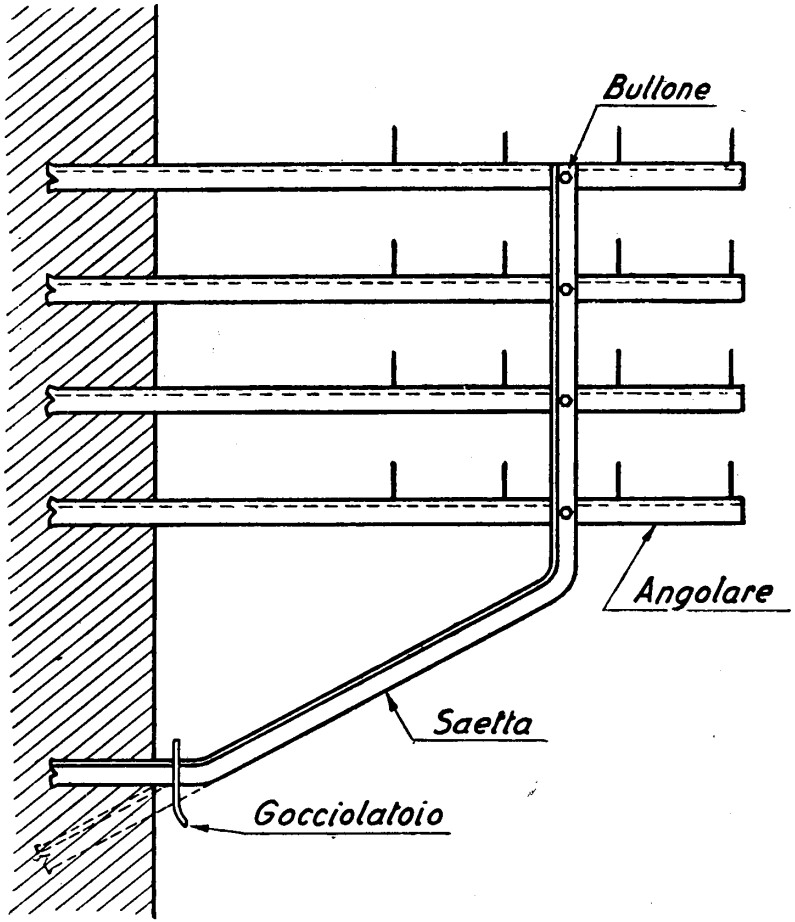


Fig. 351 – Montaggio di angolari con saetta.

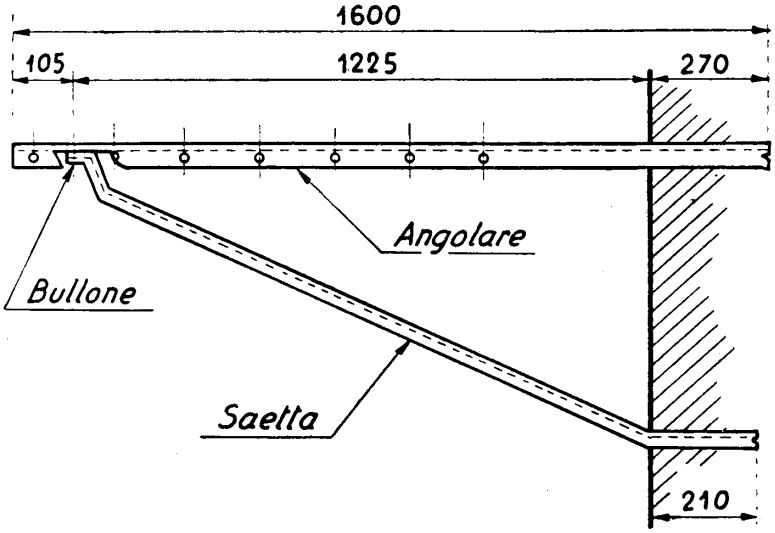


Fig. 352 – Mensola a 7 fori con saetta in piano orizzontale.

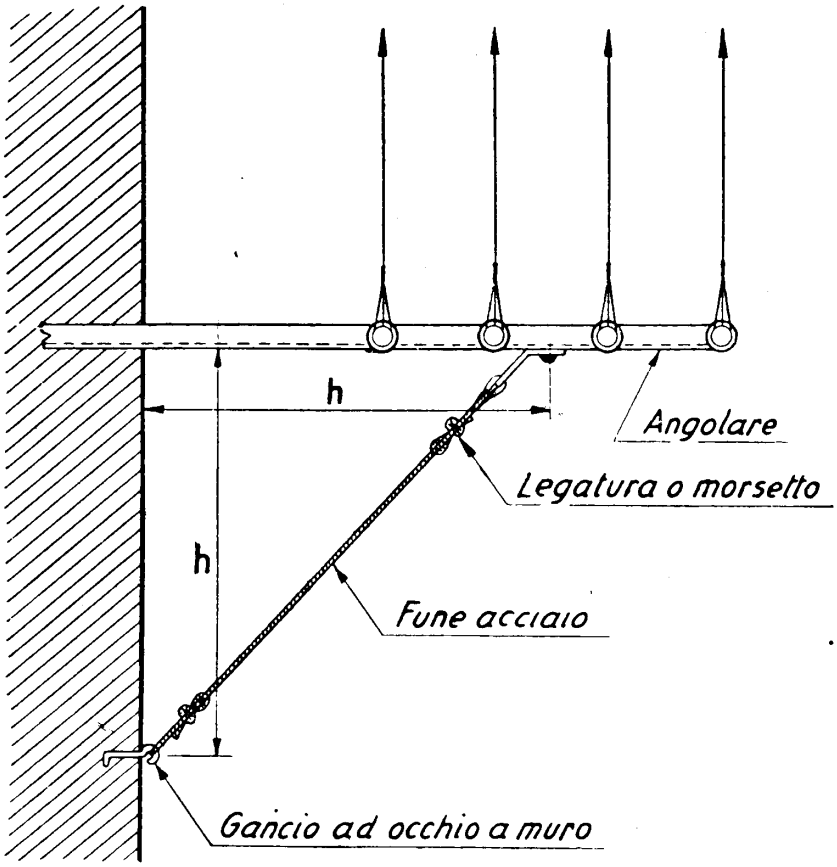


Fig. 353 – Tirante orizzontale per angolari di testa.

— angolare a muro a 7 fori (fig. 346), per varie combinazioni di circuiti, urbani ed interurbani;

— angolare a muro a 3 bicoppie, per la formazione, con ganci a pipa, di circuiti interurbani (fig. 347);

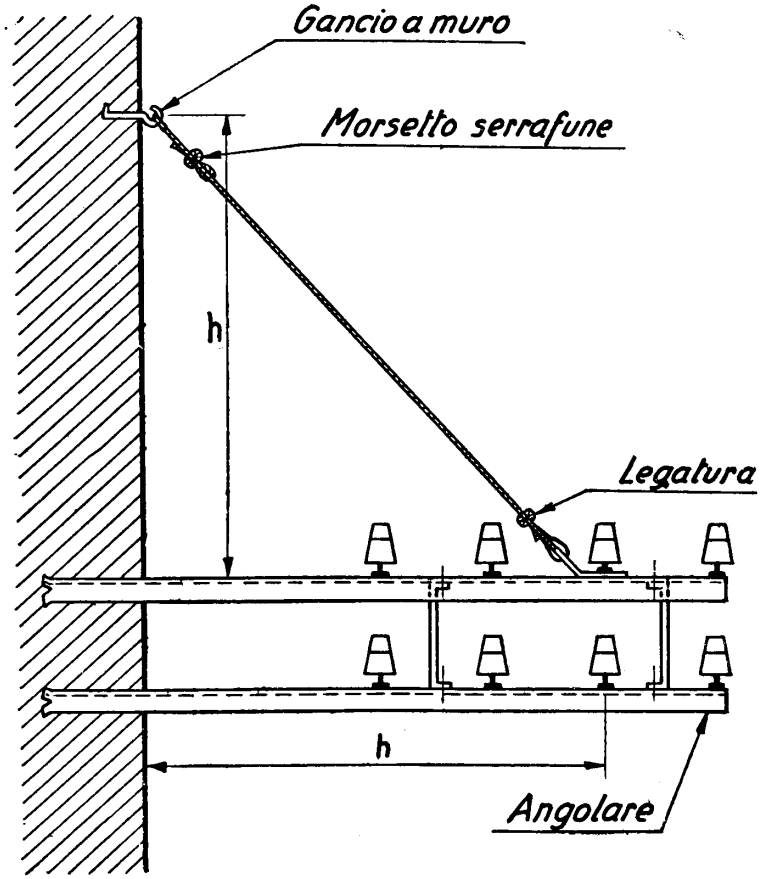


Fig. 354 - Sistemazione di tiranti per angolari.

— mensola composta di 3 angolari a 7 fori, riuniti ed irrigiditi mediante *montanti* (fig. 348). I montanti normali sono quelli rappresentati in fig. 349. Altro tipo, più robusto, è quello di fig. 350;

— mensola composta di 4 angolari, riuniti e sostenuti da una *saetta* (fig. 351). Esistono vari tipi di saette: per semplice sostegno di angolari, controventamento e rinforzo. Vedi anche la fig. 352 in cui è illustrato l'impiego di una *saetta* per controventamento laterale di un angolare di ammarraggio;

— angolare di ammarraggio o di testa, con controventamento ottenuto mediante tirante di fune d'acciaio da 6 mm (fig. 353);

— mensola composta di 2 angolari, rinforzata mediante montanti normali, e sostenuta da tirante di fune d'acciaio (fig. 354).

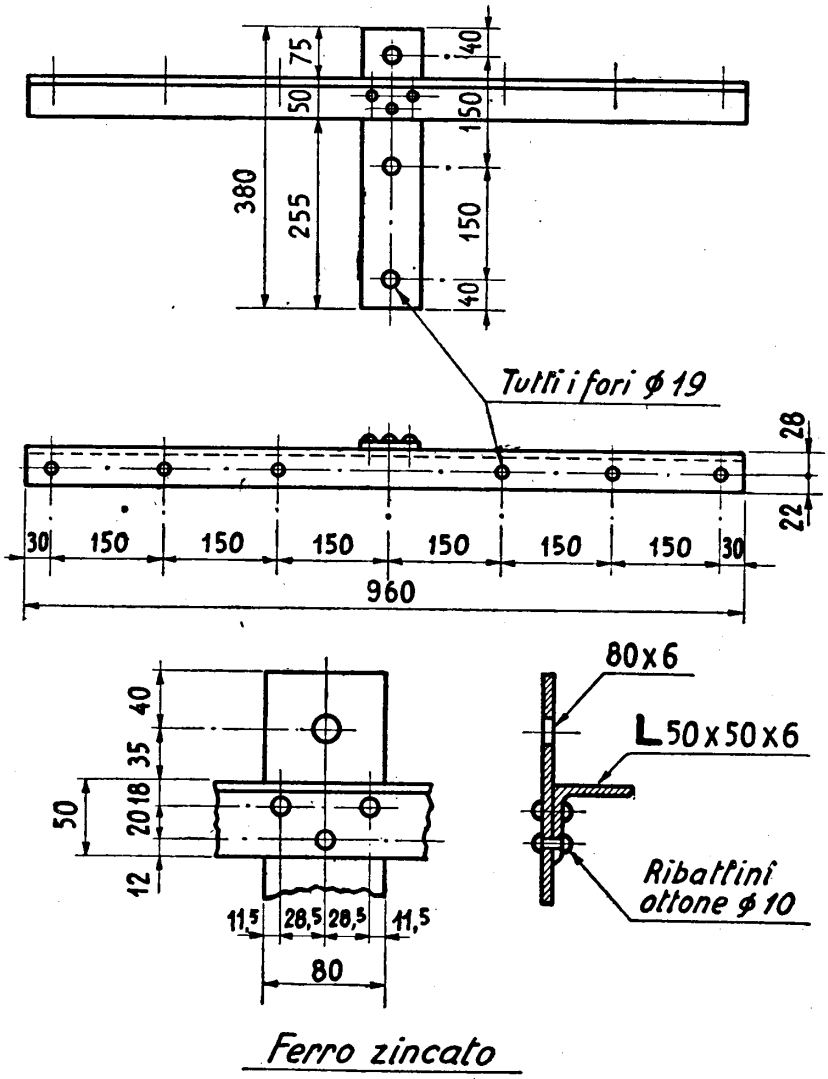


Fig. 355 – Traversa semplice da palo.

L'armamento a mensole si deve adattare alle svariate esigenze di estetica, stabilità, ecc. che si presentano nelle sistemazioni lungo le facciate delle case. Donde le numerose possibilità dei sistemi di montaggio.

158. Armamenti. — Sotto questo nome vengono compresi i materiali che servono per il fissaggio degli isolatori ai sostegni: *traverse, angolari, ganci, perni* ed *accessori*.

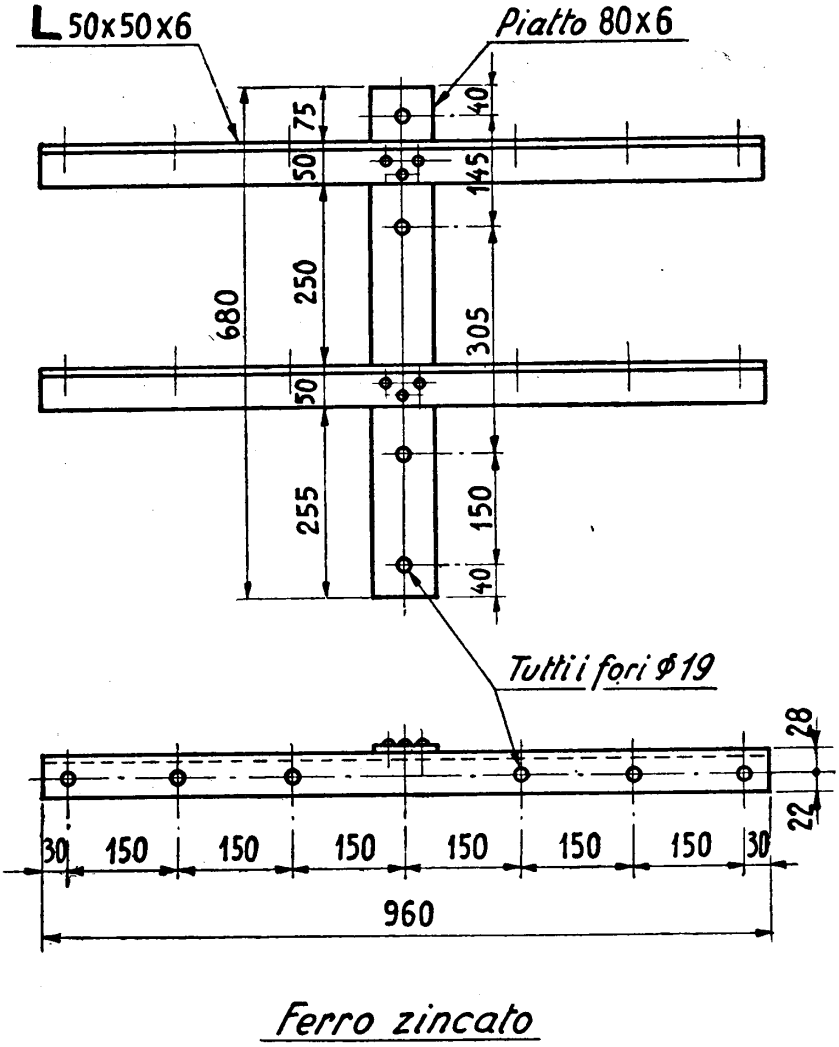


Fig. 356 - Traversa doppia da palo (due bicoppie).

a) *Traverse.* — Sono formate da un ferro angolare zincato di dimensioni variabili con la lunghezza; e da una piastra chiodata centrale per il fissaggio al palo; l'angolare ha l'ala superiore orizzontale forata regolarmente ogni 15 cm per il fis-

saggio dei perni il cui numero può essere variabile. La fig. 355 dà la traversa semplice normale a 6 fori, e la fig. 356 la traversa doppia, costituita da due angolari fissati alla distanza di cm 30 mediante una piastra unica. Le figg. 357 e 358 rappre-

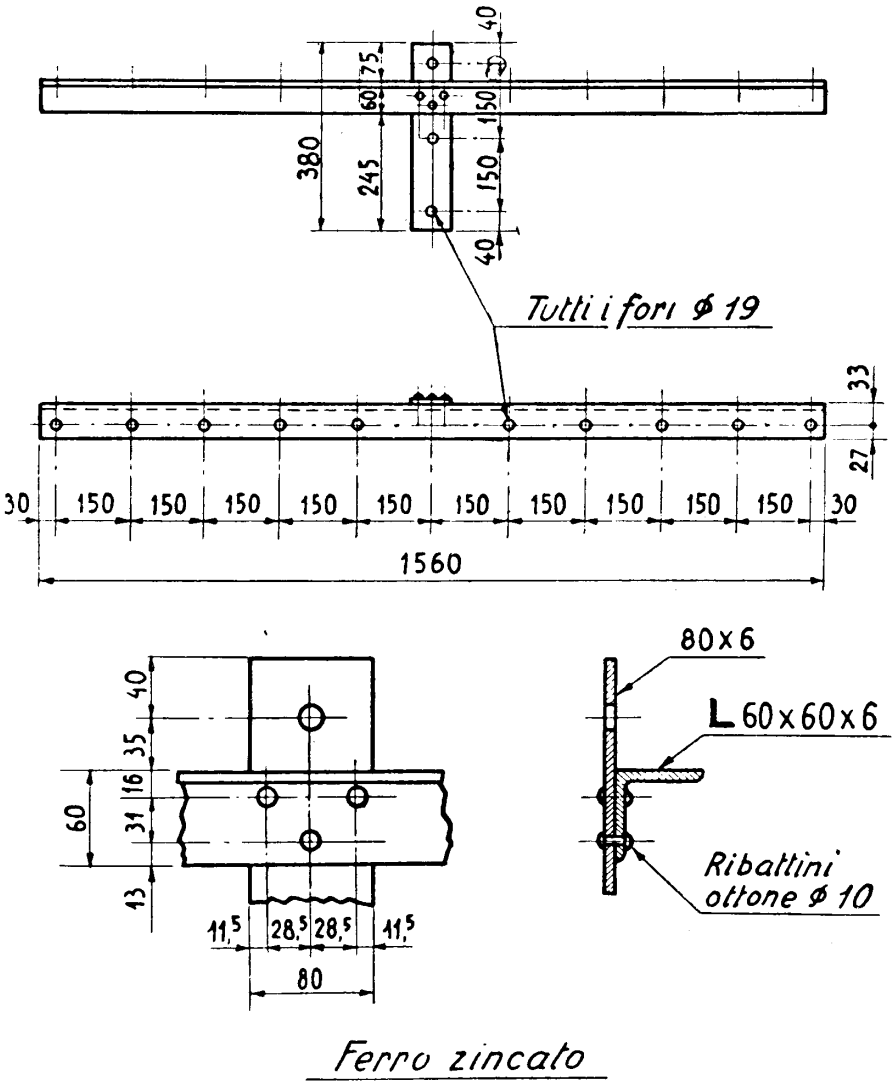


Fig. 357 – Traversa semplice da palo allungata.

sentano le traverse in ferro di tipo allungato, con 5 fori per lato, semplice e doppia.

Un tipo di armamento a palo, poco usato, ma talora necessario, è quello dissimmetrico, detto *a bandiera* (fig. 359).

Le traverse vengono fissate al palo mediante *bulloni* e fori passanti. I bulloni normali sono quelli della fig. 360, e vengono impiegati come è indicato in fig. 361.

Le traverse possono essere anche di *legno* (creosotato) di opportuna sezione, e sono del tipo normale (fig. 362) ed allungato (fig. 363); per il fissaggio ai pali si

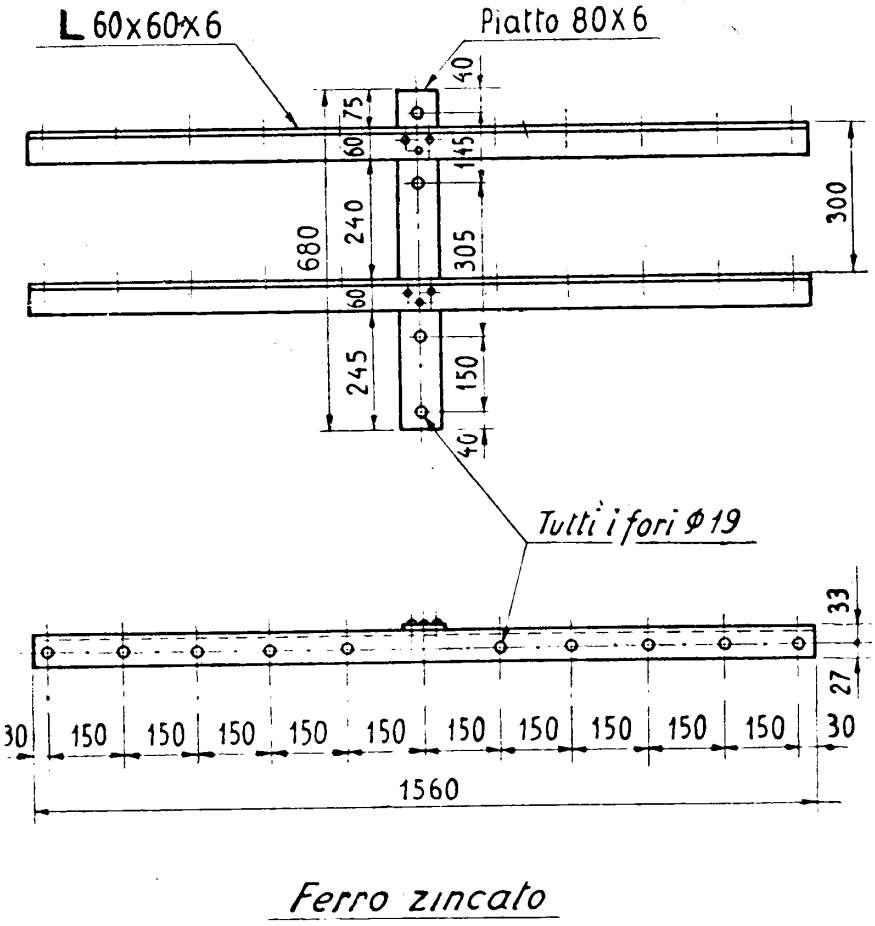
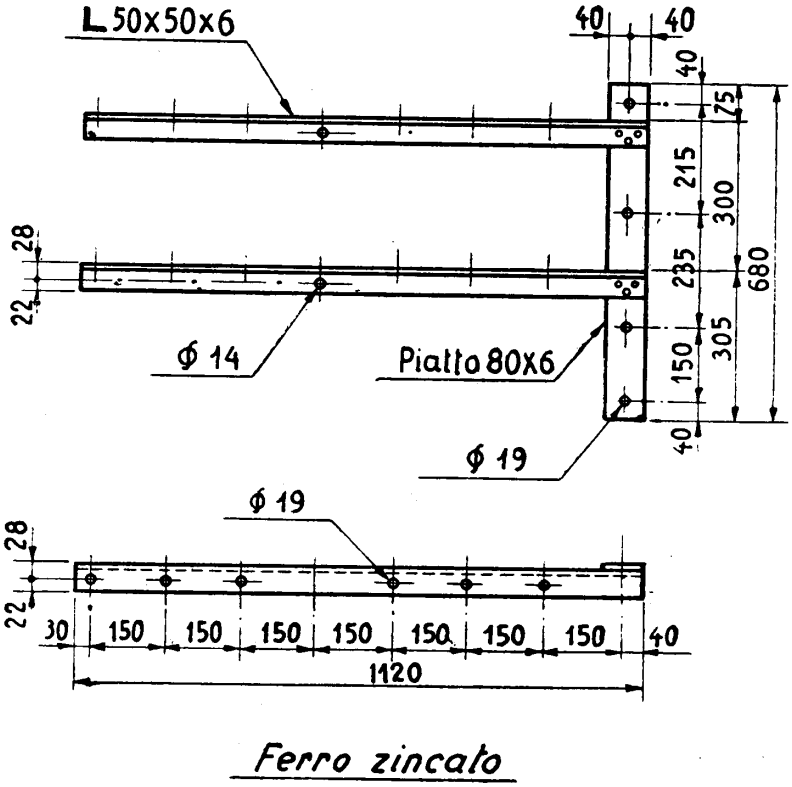


Fig. 358 – Traversa doppia da palo allungata (3 bicoppie).

adoperano piastre in ferro a T (fig. 364) che vengono fissate al palo ed alle traverse mediante bulloni e *tirfoni* (sorta di grosse viti da legno, con testa quadrata).

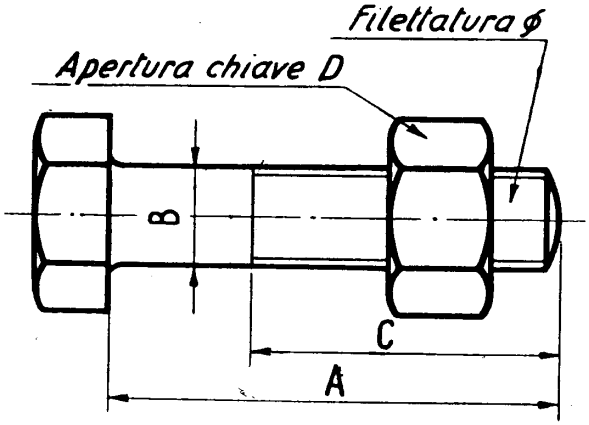
Le traverse possono essere: a *2 fori* (impiego limitato agli armamenti su paline), a *4 fori*, a *6 fori* normali (interassi 15-15-30-15-15), a *6 fori* allungate (interassi 30-30-30-30-30) a *10 fori* allungate (interassi 15-15-15-15-30-15-15-15-15).

Possono essere fornite ad elementi sciolti oppure raggruppate in telai rigidi;



Ferro zincato

Fig. 359 – Traversa doppia da palo per armamento a bandiera.



Ferro zincato

DIMENSIONI NORMALI

A	*B*	*C*	ø	*D*	kg	Rondella
30	13	25	1,2″	22	0,090	Senza rondella
45	13	35	1,2″	22	0,105	Idem
60	13	40	1,2″	22	0,120	Idem
65	16	40	5,8″	27	0,150	Con rondella
106	16	70	5,8″	27	0,365	Idem
200	16	80	5,8″	27	0,450	Idem
250	16	90	5,8″	27	0,530	Idem
300	16	90	5,8″	27	0,600	Idem
350	16	90	5,8″	27	0,690	Idem

Fig. 360 – Bulloni normali.

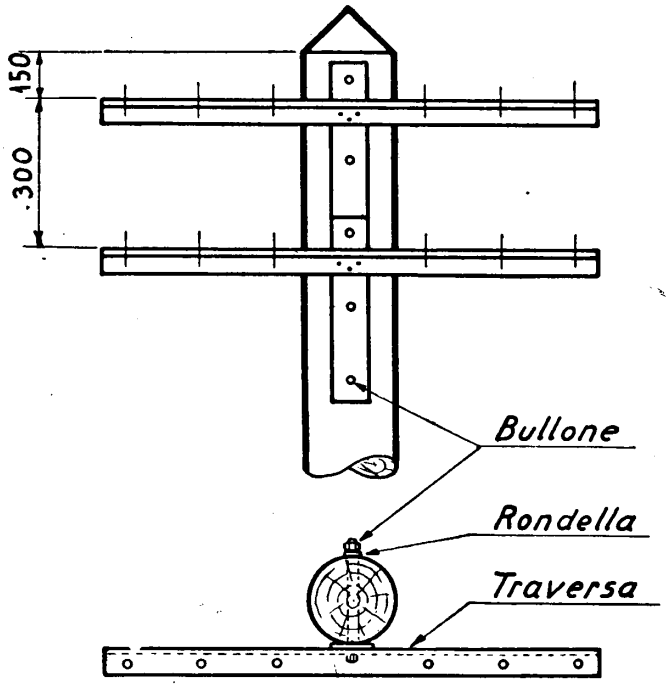
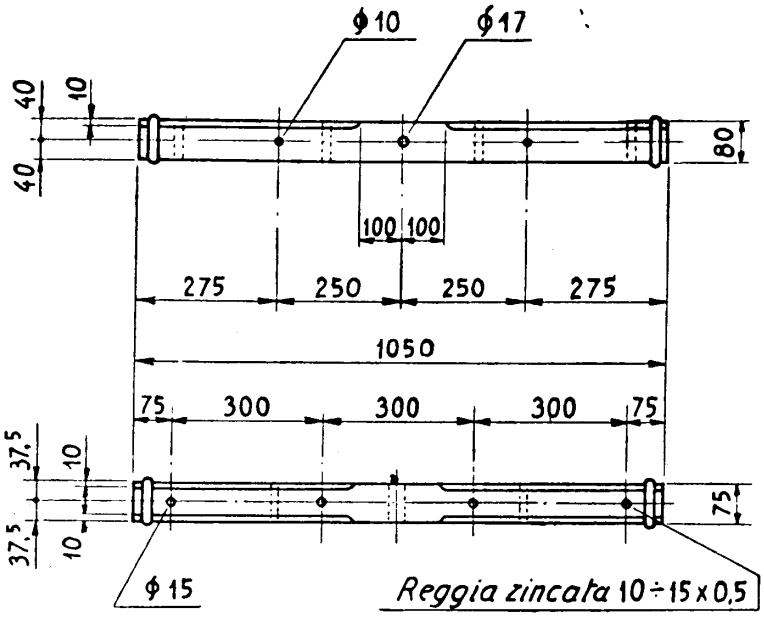


Fig. 361 – Montaggio di traverse a palo.



Legno creosotato

Fig. 362 – Traversa normale per armamento in legno.

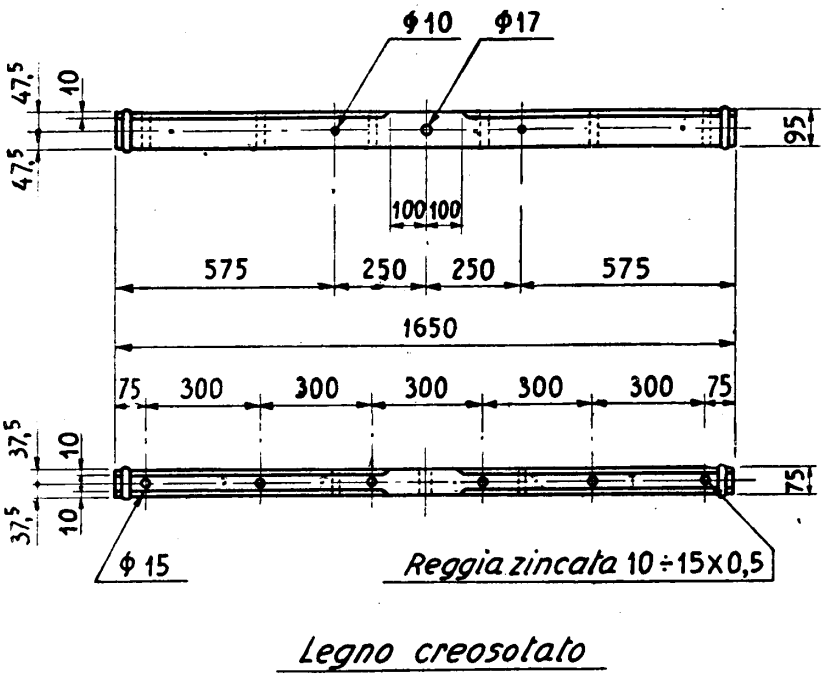


Fig. 363 – Traversa allungata per armamento in legno.

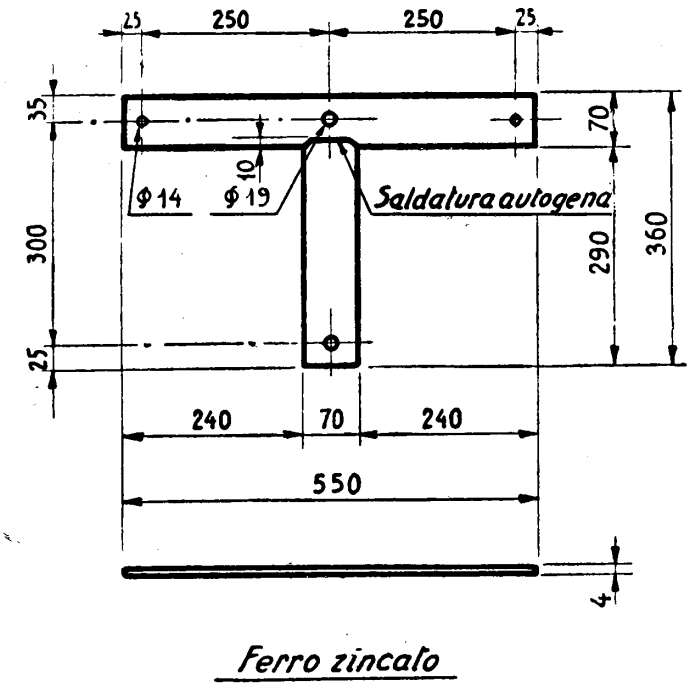
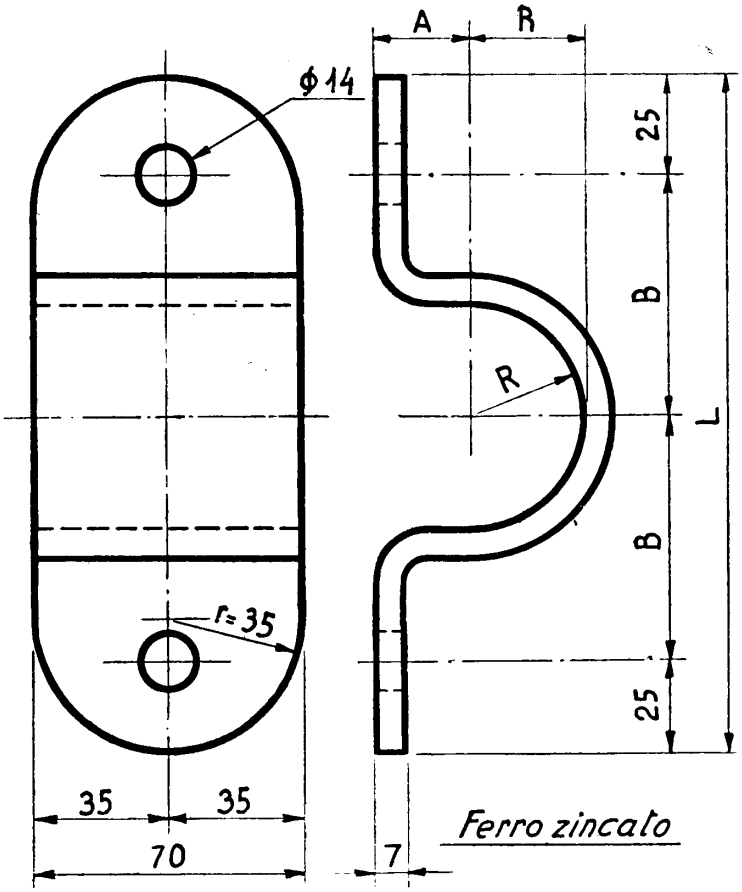


Fig. 364 – Piastra a T per armamento in legno.

è di largo impiego il telaio a due elementi, già visto in fig. 356. La distanza verticale fra le varie traverse di un telaio è sempre di 30 cm, di modo che i conduttori vengono a disporsi secondo i vertici di quadrati di 30 cm di lato, o rettangoli di 15 × 30.



DIMENSIONI NORMALI

A	*B*	*L*	*R*	kg
25	65	180	30,5	0,850
33	65	180	38,5	0,960
46	85	220	51,5	1,230
52	85	220	57,5	1,320

Fig. 365 – Collari per traverse da paline.

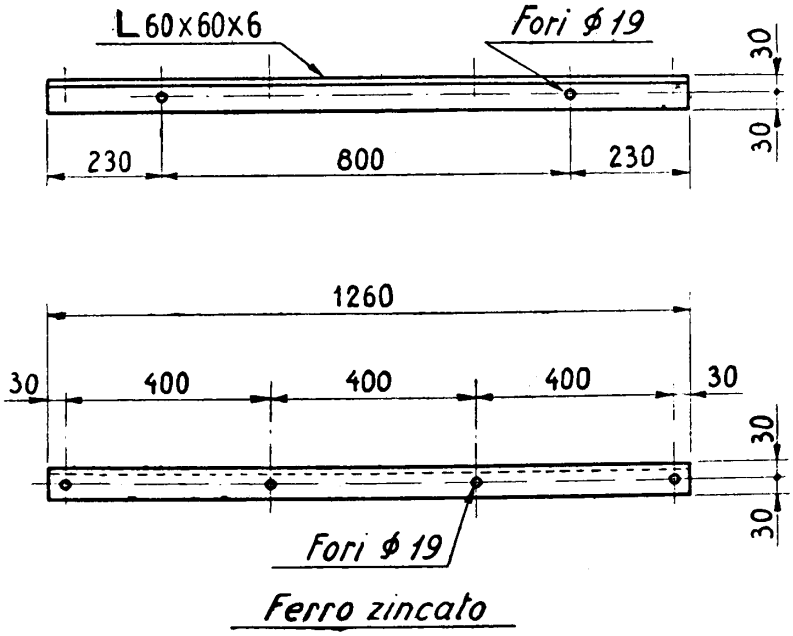


Fig. 366 – Traversa normale per pali a coppia.

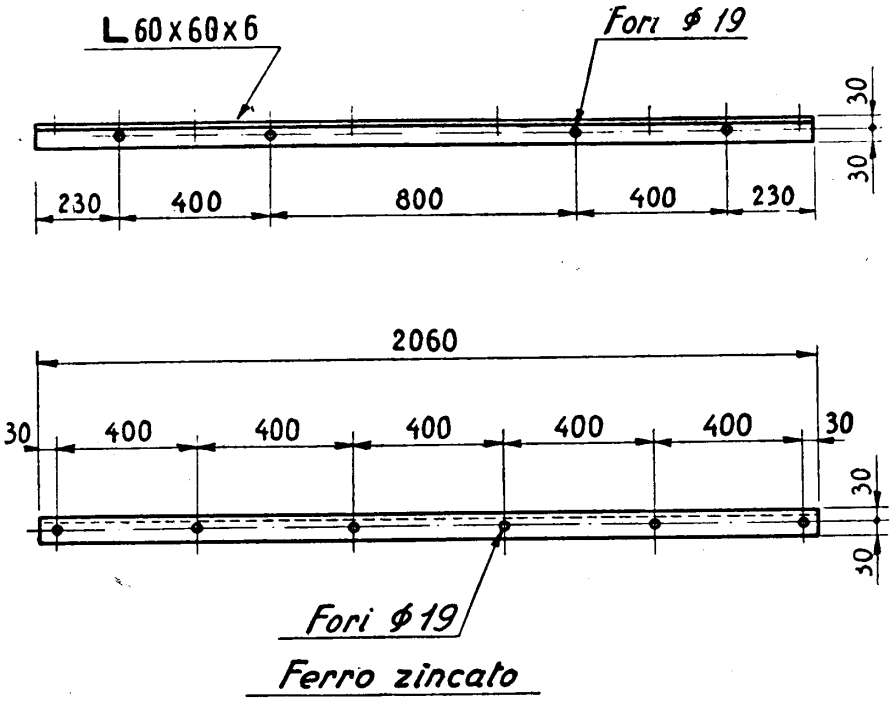
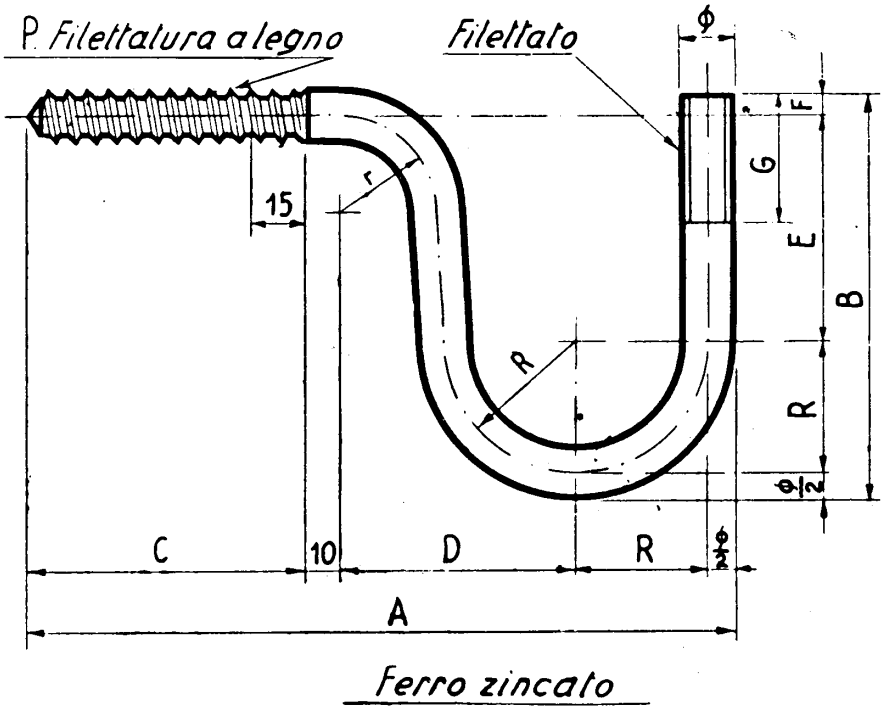


Fig. 367 – Traversa allungata per pali a coppia (3 bicoppie).

Per gli armamenti su palina le traverse non vengono munite di piastra verticale, e sono fissate con collari (fig. 365).

b) *Traverse per pali a coppia.* — Anche queste traverse sono costituite da angolari forati o da travicelli di legno e servono per il montaggio su coppie di pali.



DIMENSIONI NORMALI

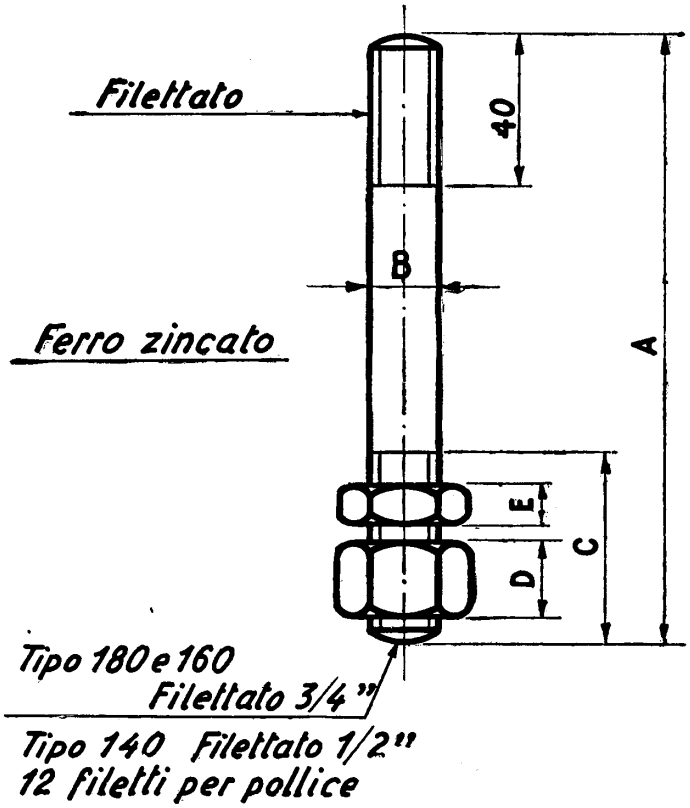
ø	A	B	C	D	E	F	G	R	r	P	kg
18	228	160	80	80	87	15	45	49	31	4 passi/1''	0,855
18	214	125	80	76	72	5	40	39	31	4 passi/1''	0,710
14	192	107	75	65	60	5	35	35	25	5 passi/1''	0,375

Fig. 368 – Gancì da palo.

La distanza fra i fori anzichè di 30 cm viene tenuta di 40 cm. L'interasse dei pali può essere di 80 oppure 160 cm a seconda che si tratti di traverse normali a 4 fori (fig. 366) oppure allungate a 6 fori (dette anche a 3 bicoppie, fig. 367). Vengono fissate ai pali con bulloni passanti e la distanza verticale minima è stabilita in 40 cm. Questi angolari, se vengono opportunamente distanziati e se si utilizza sol-

tanto una parte dei fori, permettono, in casi particolari, di ottenere dei quadrati di 80 cm, 120 cm, 160 cm, ø00 cm di lato.

c) *Ganci.* — Costituiti da tondino di ferro omogeneo zincato, ripiegato a caldo in modo da assumere una forma adatta per il sostegno dell'isolatore da un



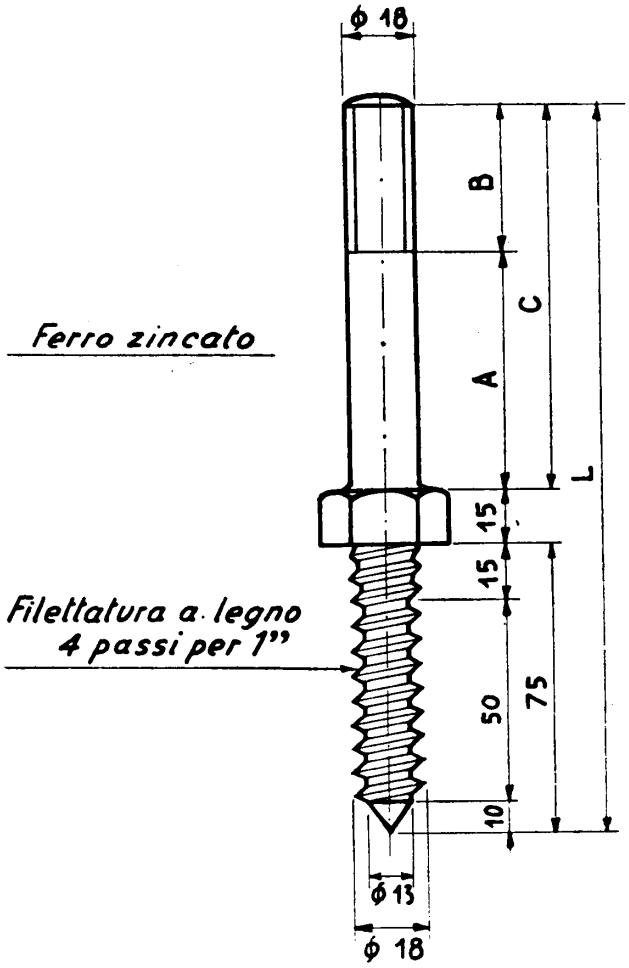
DIMENSIONI NORMALI

A	*B*	*C*	*D*	*E*	kg	Per isolatori tipo
180	18	50	20	10	0,470	1-Doppia gola
160	18	50	20	10	0,430	2
140	14	45	12	6	0,200	2 ½-3-00

Fig. 369 – Perno per isolatori (armamento in ferro).

lato ed il fissaggio diretto al palo mediante l'altro lato, foggiato a vite mordente (fig. 368). Forma e dimensioni sono studiate in modo che sotto l'effetto del tiro il gancio non tenda a ruotare.

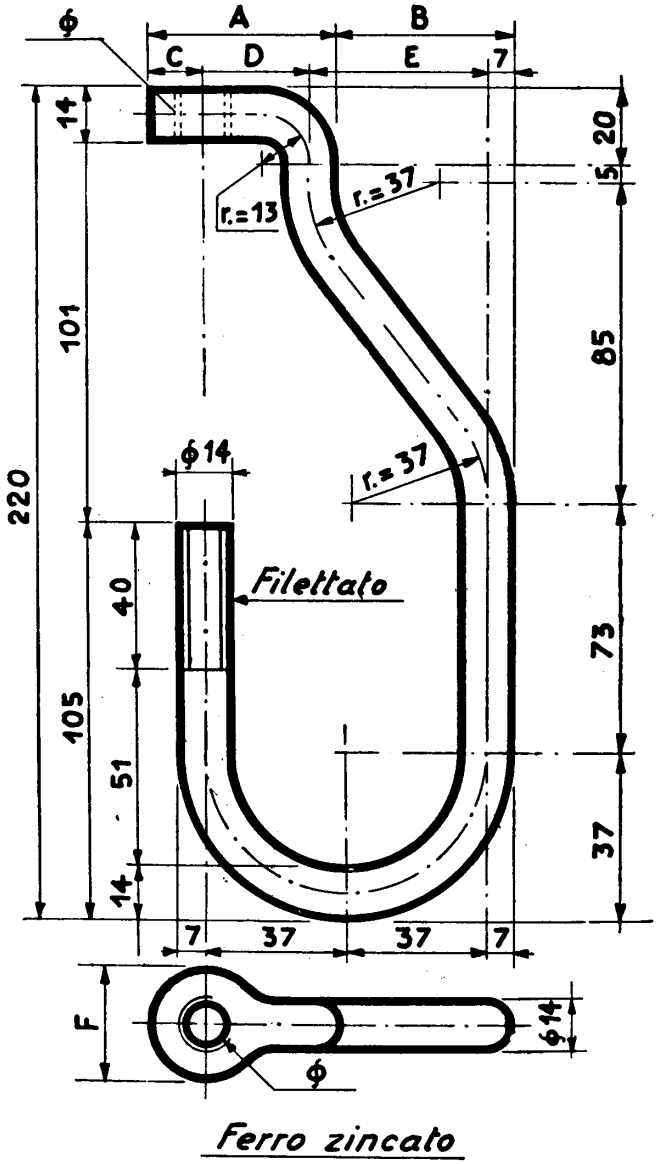
d) *Perni.* — Anch'essi in ferro omogeneo zincato, servono per il fissaggio degli isolatori alle mensole od alle traverse (figg. 369 e 370). Nell'armamento in ferro i perni sono muniti di due dadi; invece nell'armamento in legno, la parte inferiore è filettata a vite mordente. Vengono costruiti di varie dimensioni corrispon-



DIMENSIONI NORMALI

A	*B*	*C*	*L*	kg	Impiego
90	45	135	225	0,445	Per isol. tipo 1-1s. doppia gola
65	40	105	195	0,380	Per isol. tipo 2

Fig. 370 – Perno per isolatori (armamento in legno).



DIMENSIONI NORMALI

Tipo	Filettatura	*A*	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	kg
N.	1/2'' per perni ⌀14 12 filetti per pollice	50	46	15	28	46	30	0,495
A. N.	3/4'' per perni ⌀ 18	56	42,5	17,5	31,5	42,5	35	0,520

Fig. 371 – Gancio a pipa.

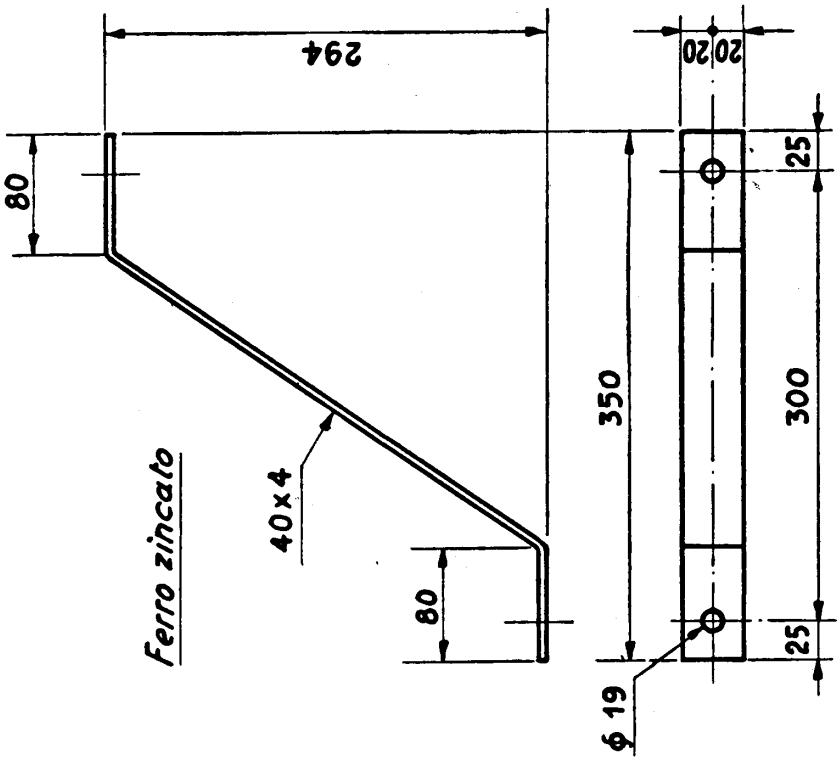


Fig. 373 – Montante per traverse a palo.

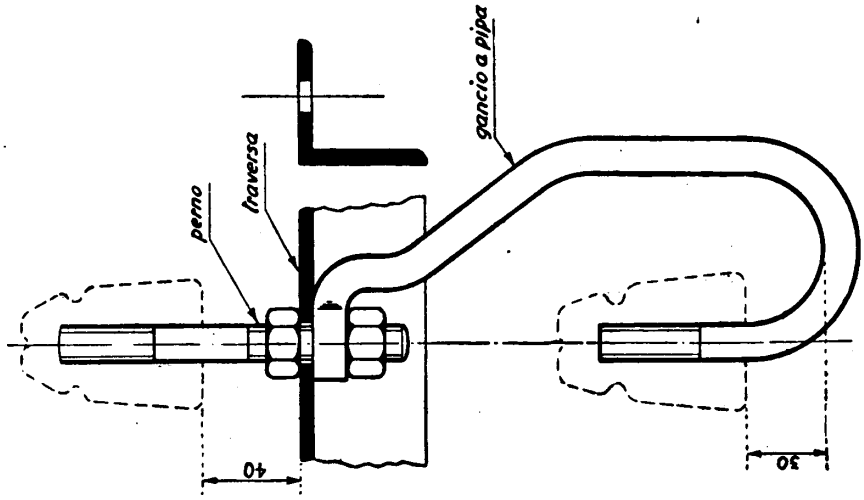


Fig. 372 – Montaggio gancio a pipa.

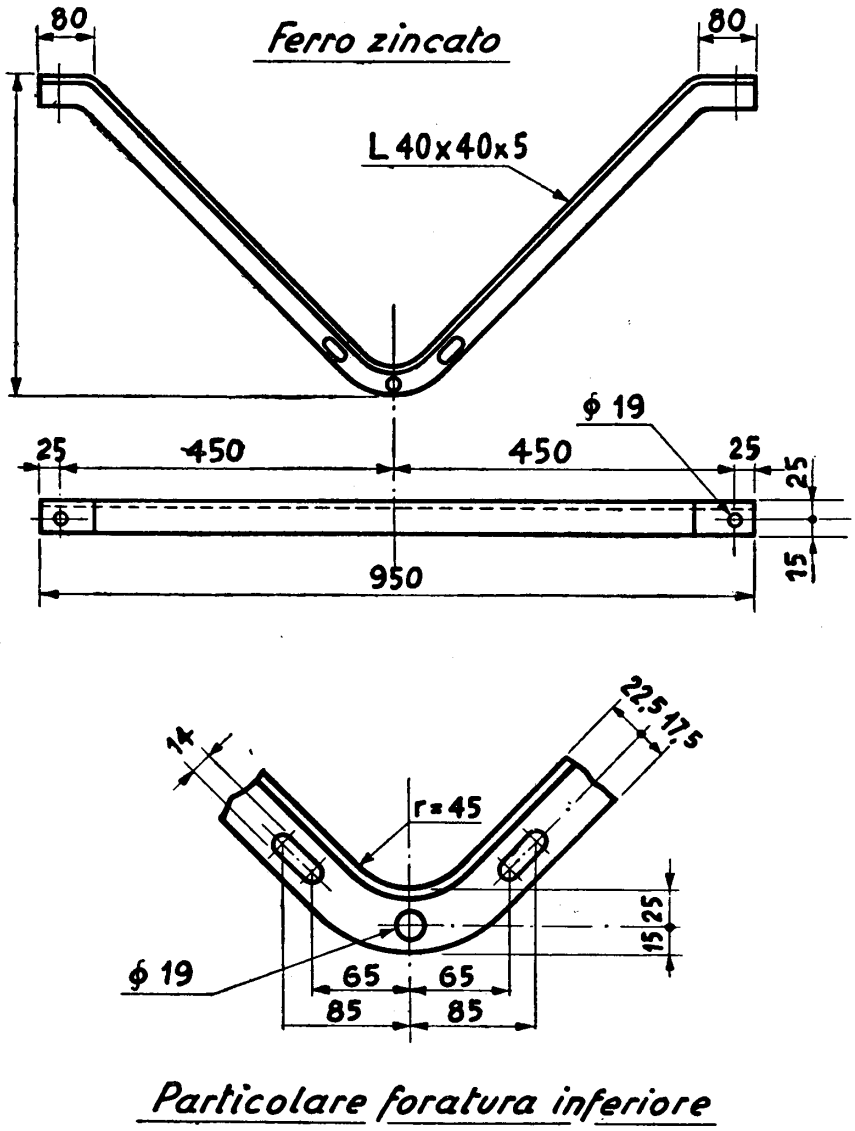


Fig. 374 – Saetta inferiore per traverse da palo.

denti agli isolatori. La porzione del perno o del gancio che entra nell'isolatore viene filettata oppure, eccezionalmente, munita di tacche per facilitarne il fissaggio.

e) *Ganci doppi e ganci a pipa.* — I primi sono conformati in modo da portare due isolatori l'uno al di sopra dell'altro e vengono raramente impiegati; i secondi

sono predisposti per il fissaggio al disotto dei normali perni per traverse di ferro; vengono soprattutto adoperati nell'armamento per linee urbane e di estensione,

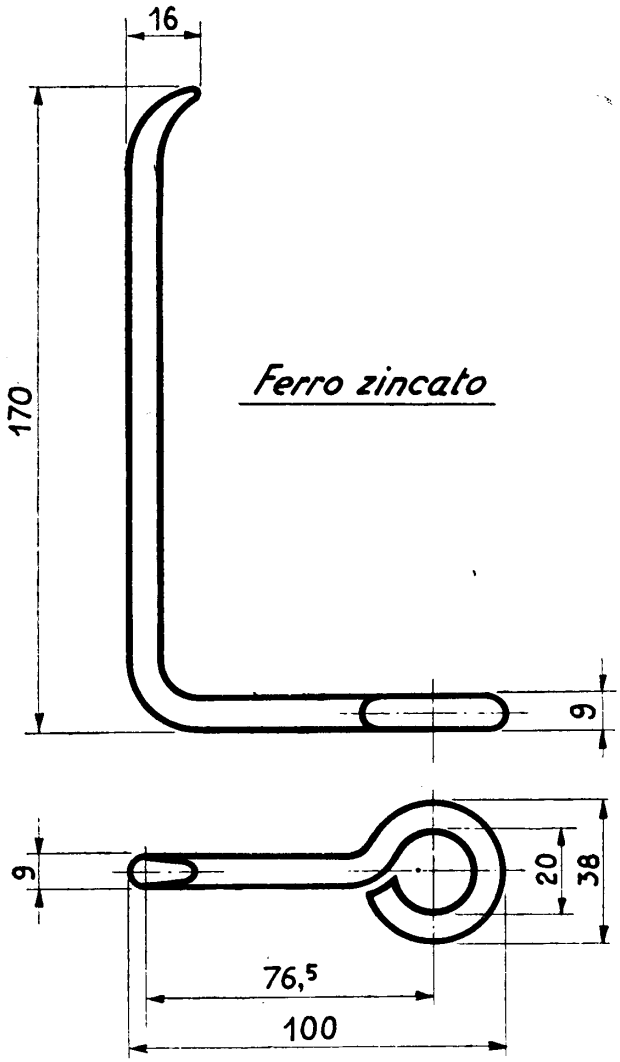


Fig. 375 – Parafilo per mensole e traverse semplici.

ma si tende a ridurne l'impiego. La fig. 371 rappresenta il gancio a pipa normale e la fig. 372 il suo montaggio ad una traversa, sotto il perno porta isolatore.

f) *Accessori degli armamenti.* — Oltre al materiale principale d'armamento che abbiamo rapidamente passato in rassegna, si hanno degli accessori, adoperati

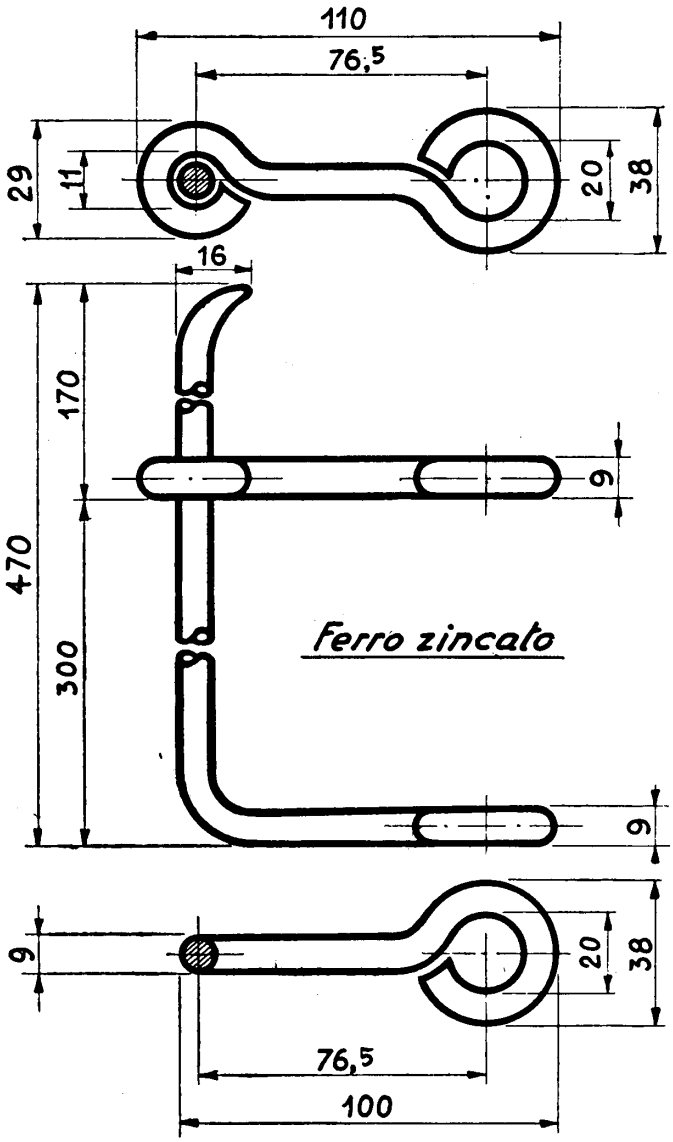


Fig. 376 – Parafilo per mensole e traverse doppie.

per completare l'armamento o adattarlo a funzioni particolari. Abbiamo già accennato ai montanti ed alle saette, impiegati per l'irrigidimento delle mensole. Anche l'armamento da palo, quando è costituito da numerose traverse, specie del tipo allungato, viene irrigidito a mezzo di montanti (fig. 373) e sostenuto da saette

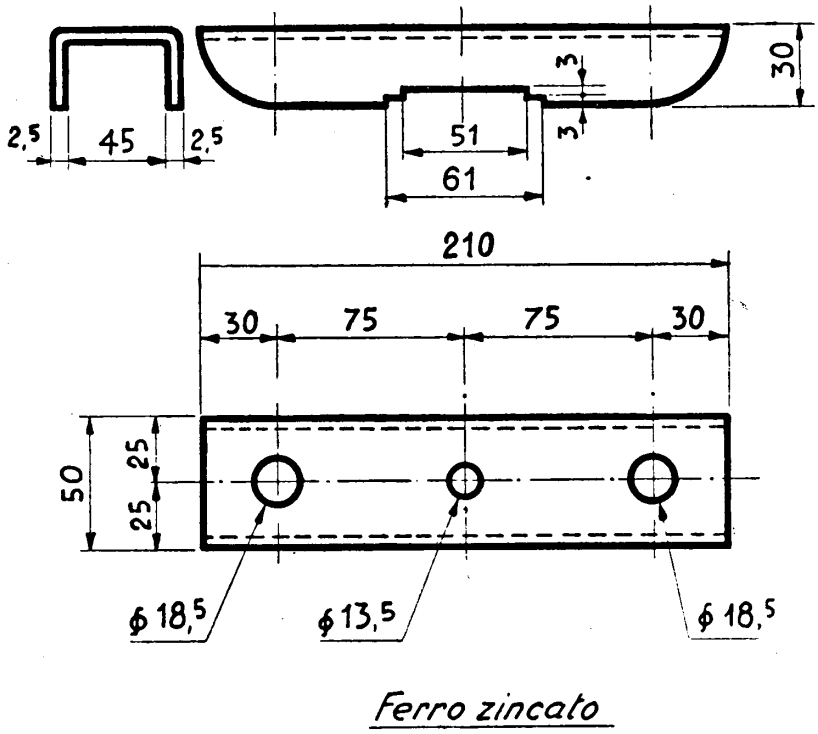


Fig. 377 – Ferro UDS a 2 fori.

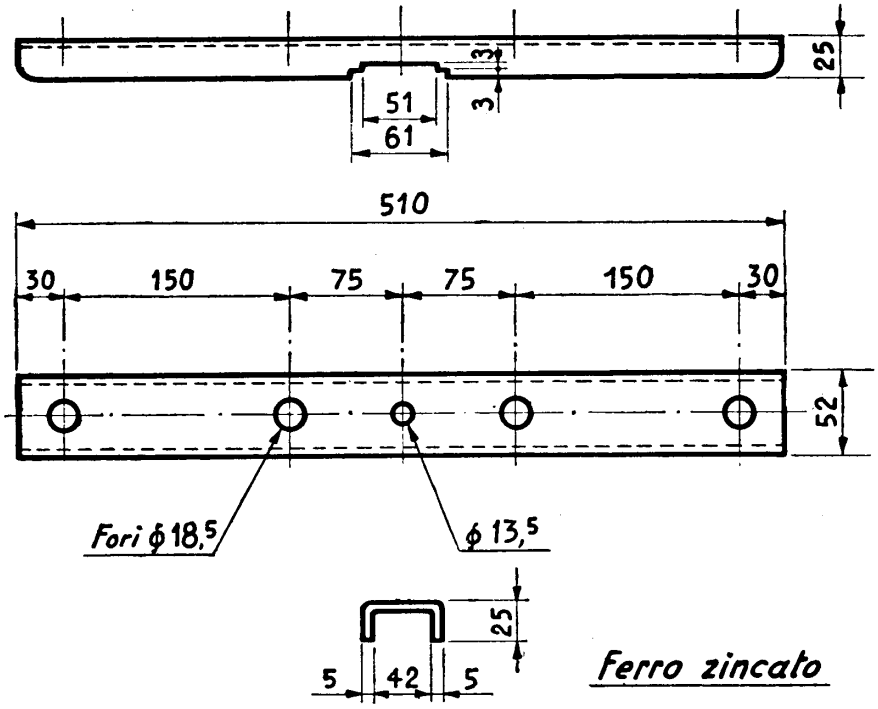


Fig. 378 – Ferro UDS a 4 fori.

che si dispongono inferiormente, sotto la traversa più bassa (fig. 374). Altro materiale in ferro zincato sono i *parafili*, che si fissano lateralmente alle traverse per

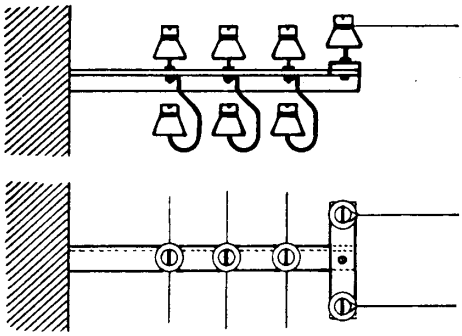


Fig. 379 – Derivazione di una o più linee da una mensola.

evitare la caduta di conduttori i quali incidentalmente venissero a staccarsi dall'isolatore (fig. 375 e 376).

Ricordiamo infine i cosiddetti ferri UDS, a 2 ed a 4 fori, i quali si montano

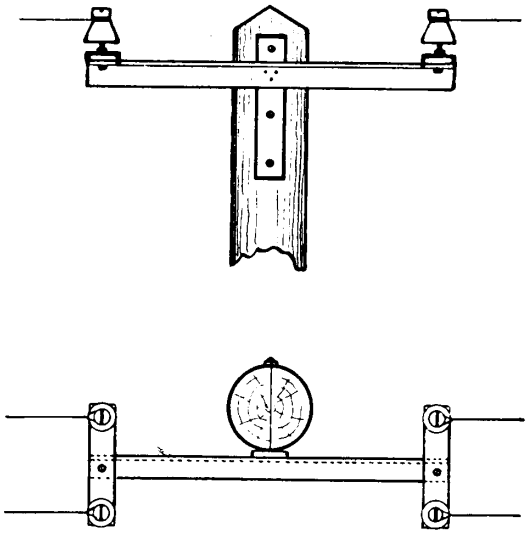


Fig. 380 – Derivazione di due linee da una traversa da palo.

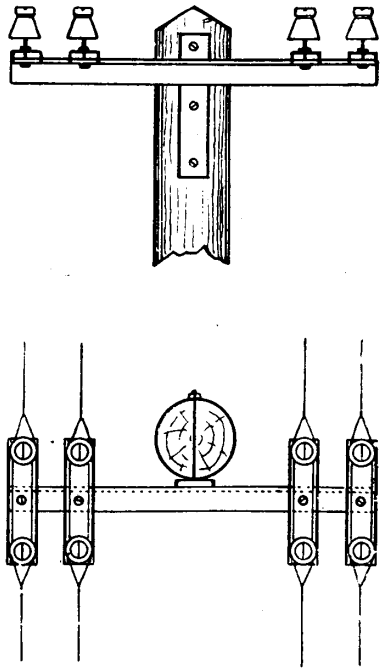


Fig. 381 – Sistemazione per doppio attacco a losanga.

ortogonalmente alle traverse per poter fissare 2 isolatori (o quattro) in direzione longitudinale (figg. 377 e 378). Un esempio di impiego è quello della fig. 379, in cui il ferro UDS è usato per derivare una coppia da una mensola. Analogamente, in fig. 380, vengono derivati due circuiti da un armamento a palo.

Nella fig. 381 è invece rappresentato l'impiego del ferro UDS per l'attacco dei conduttori cosiddetto *a losanga*. Tale attacco, come vedremo, si adopera per un più sicuro fissaggio in prossimità di punti speciali, quali gli attraversamenti di ferrovie, elettrodotti o strade.

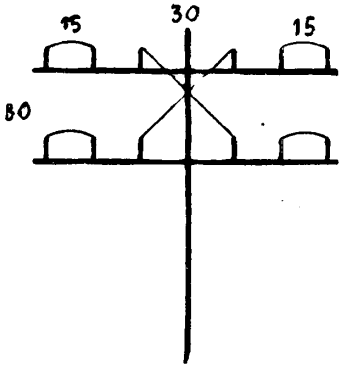


Fig. 382 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 4 circuiti urbani + 1 bicoppia interurbana.

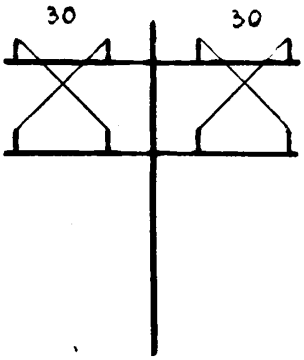


Fig. 383 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 2 bicoppie interurbane.

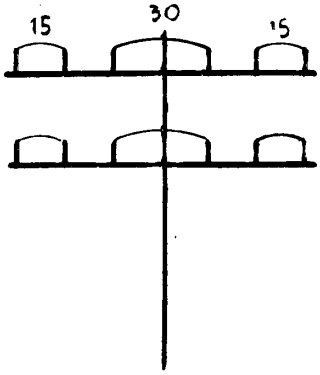


Fig. 384 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 2 circuiti urbani e 2 circuiti d'estensione.

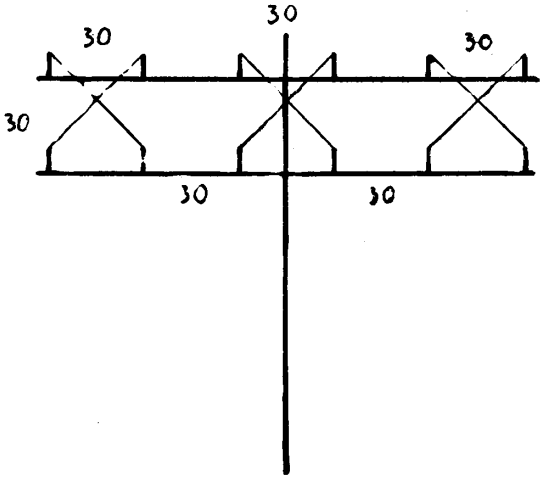


Fig. 385 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 3 bicoppie interurbane.

159. Schemi di armamento. — Ha molta importanza nelle linee, la distanza fra i fili. Considerazioni relative alla mutua induzione fra i vari circuiti, comodità di manutenzione degli armamenti e di ricambio degli isolatori, ecc. consiglierebbero di abbondare nella distanza fra i fili; altre considerazioni, invece, relative al costo

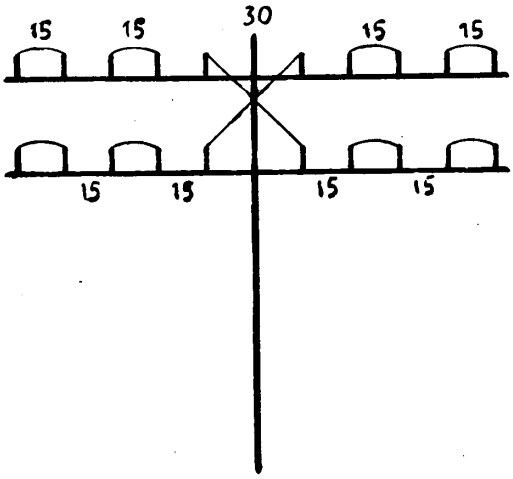


Fig. 386 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 8 circuiti urbani ed 1 bicoppia interurbana.

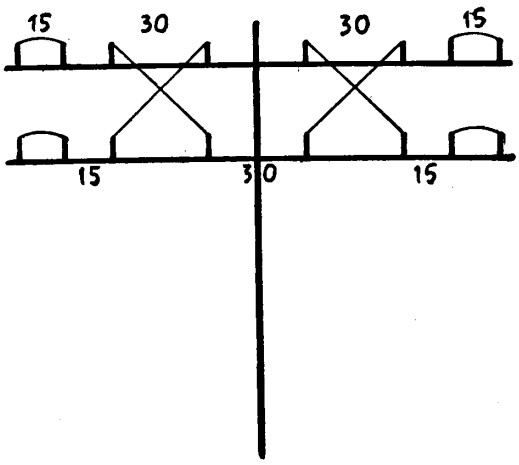


Fig. 387 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 4 circuiti urbani e 2 bicoppie interurbane.

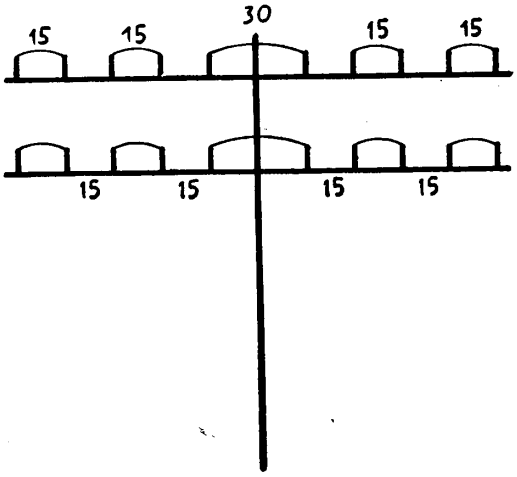


Fig. 388 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 8 circuiti urbani e 2 circuiti di estensione.

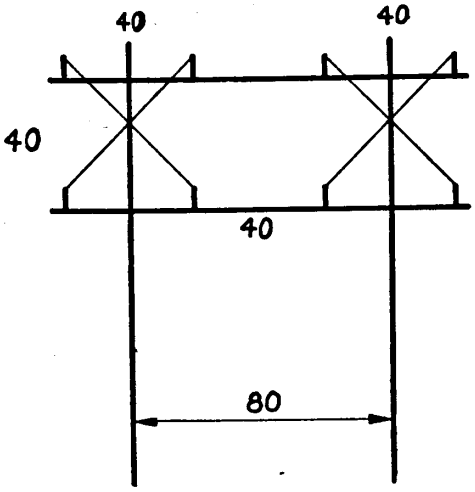


Fig. 389 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 2 bicoppie interurbane speciali.

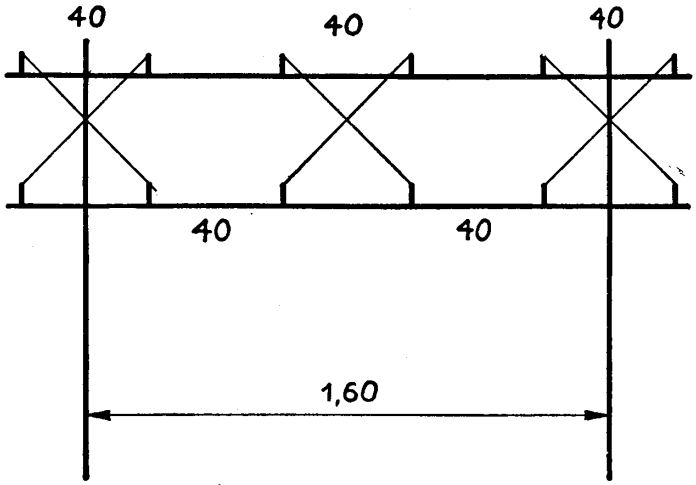


Fig. 390 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 3 bicoppie interurbane speciali.

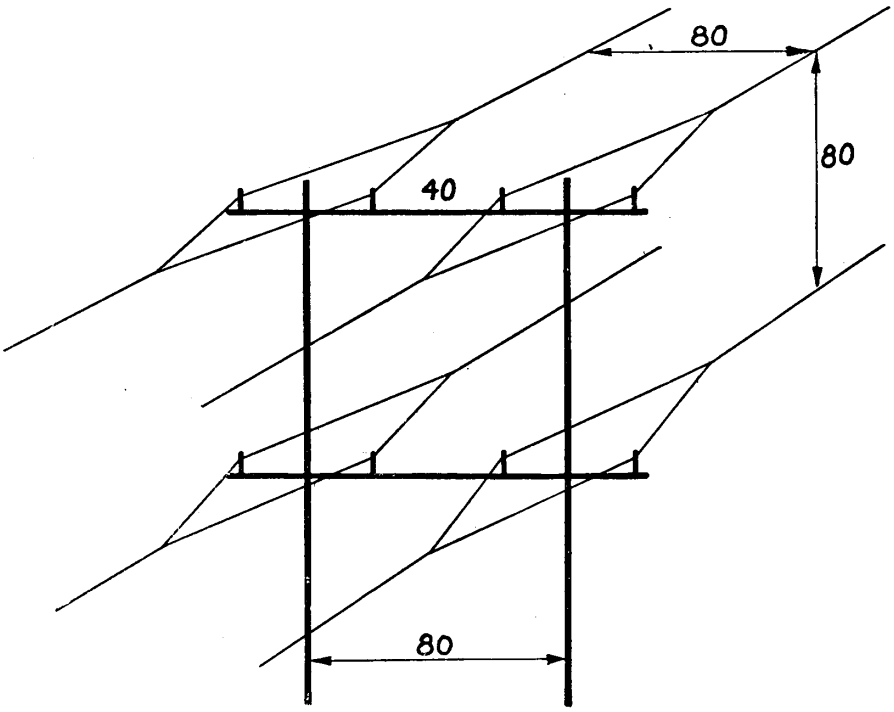


Fig. 391 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 1 bicoppia interurbana speciale.

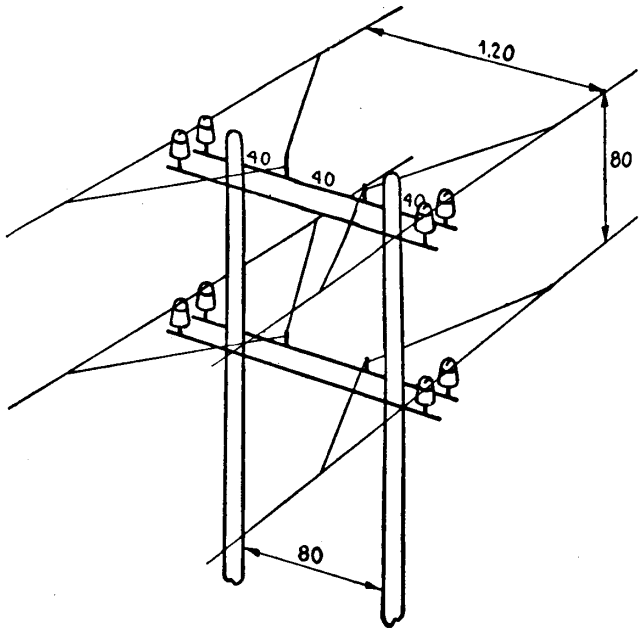


Fig. 392 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 1 bicoppia interurbana speciale.

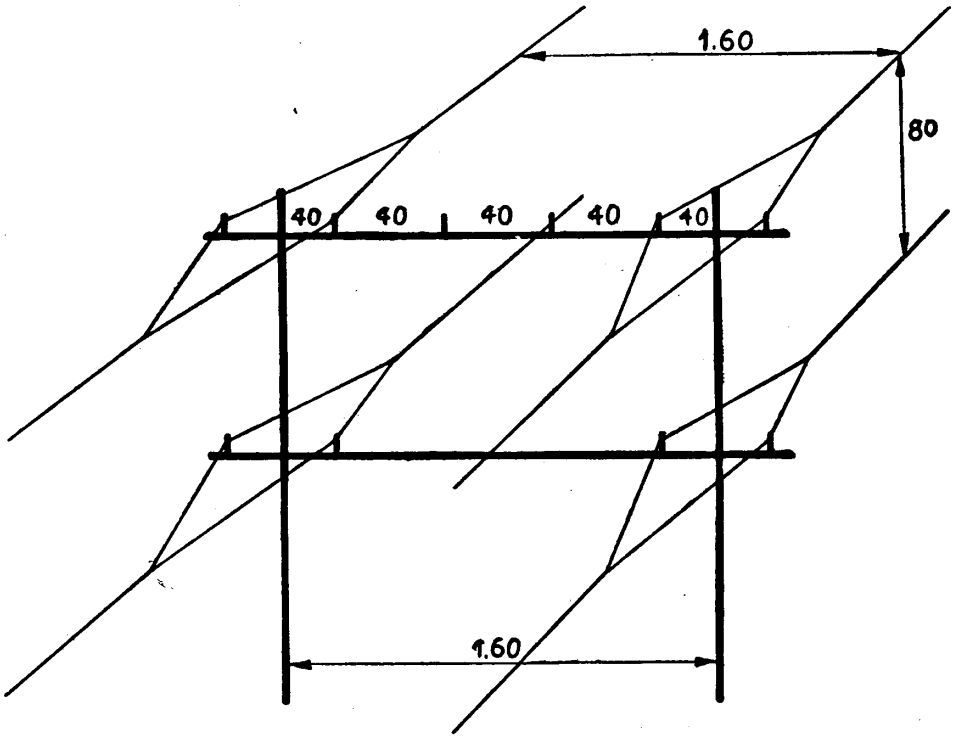


Fig. 393 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 1 bicoppia interurbana speciale.

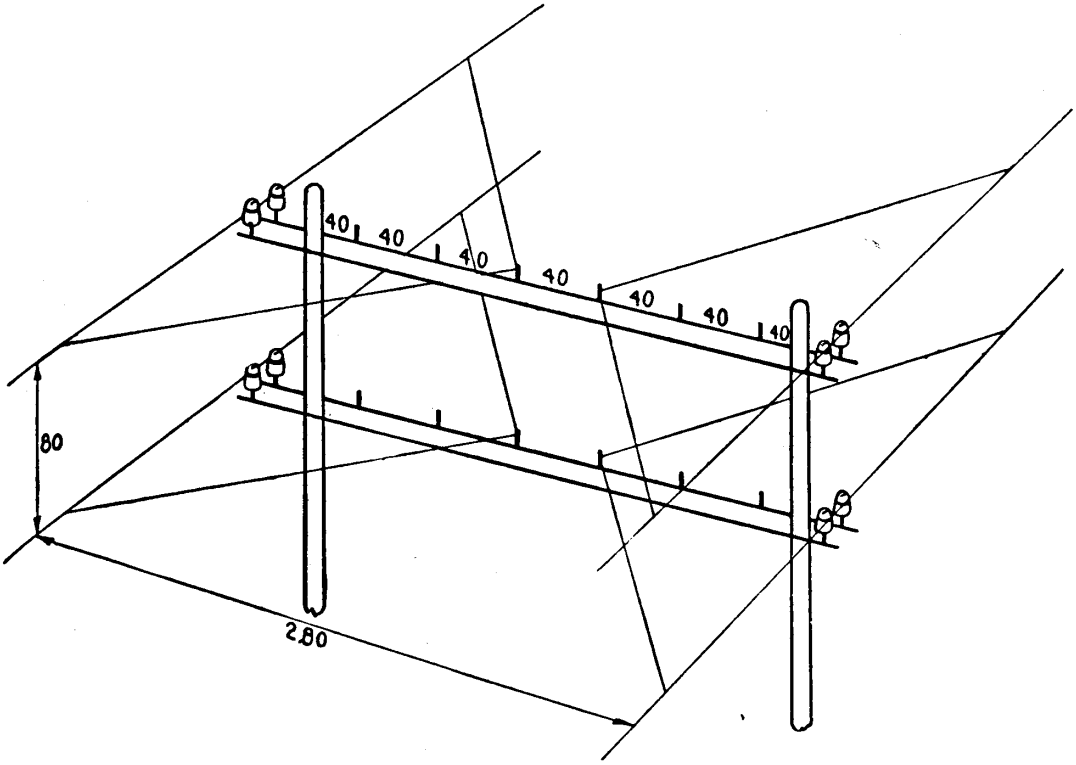


Fig. 394 – Schema di armamento - Distanze fra i conduttori - 1 bicoppia interurbana speciale.

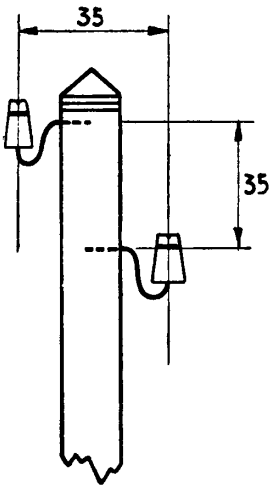


Fig. 395 – 1 coppia - armamento a ganci.

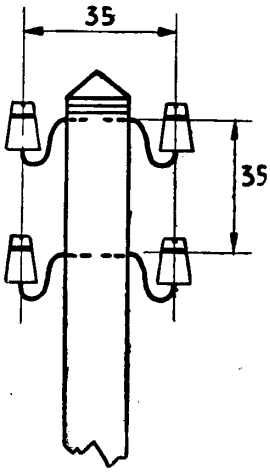


Fig. 396 – 1 bicoppia o 2 coppie - armamento a ganci.

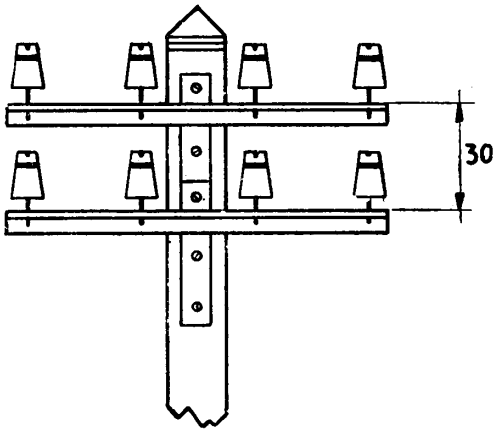


Fig. 397 - 2 bicoppie - armamento a traverse e perni.

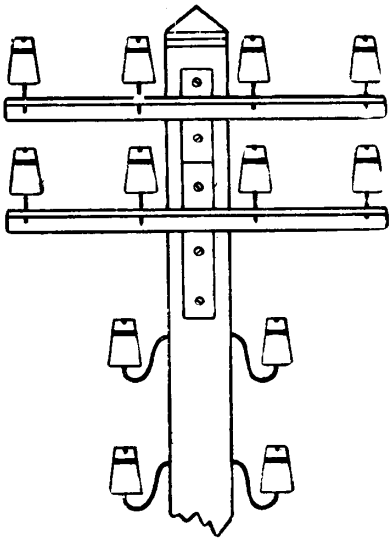


Fig. 398 – 3 bicoppie - armamento misto.

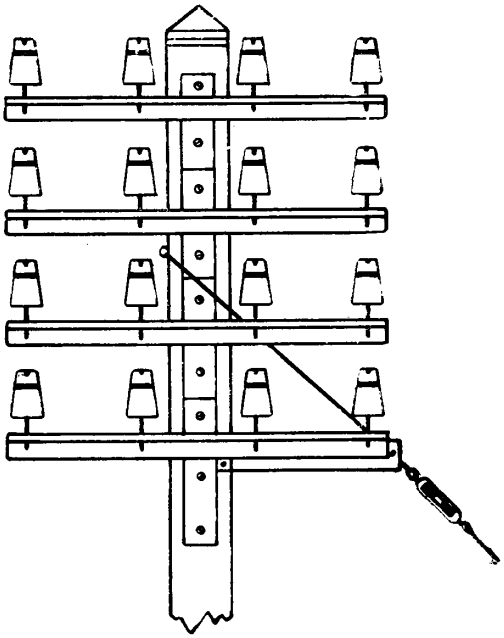


Fig. 400 – Armamento con traverse normali.

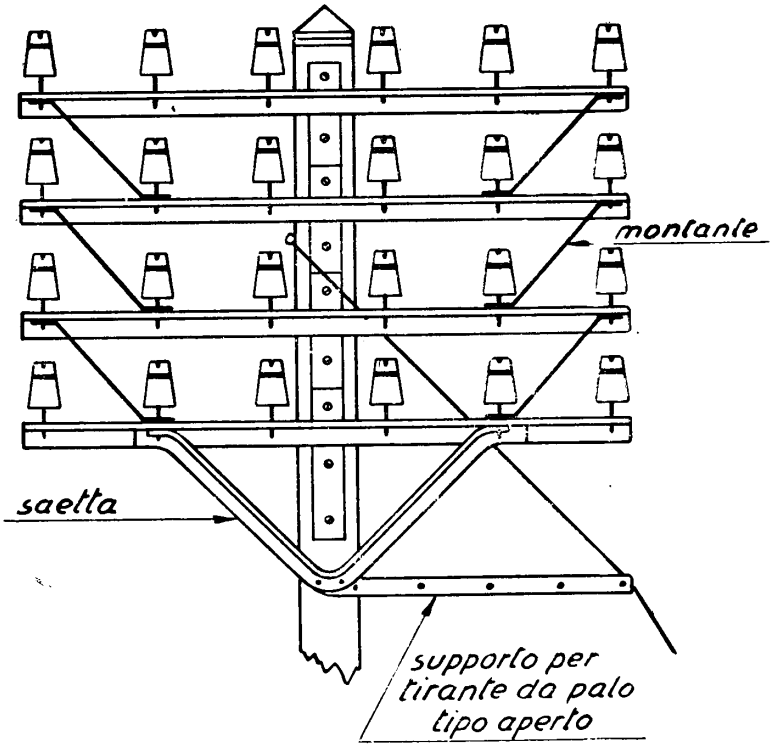


Fig. 399 – Armamento con traverse allungate.

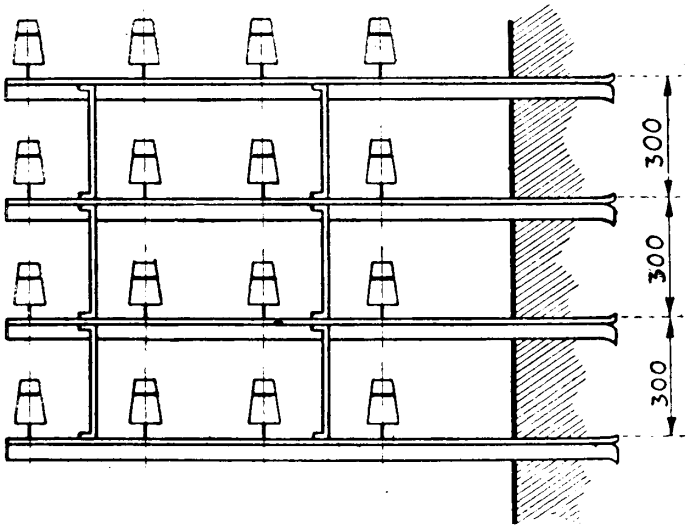


Fig. 401 – Armamento a mensola.

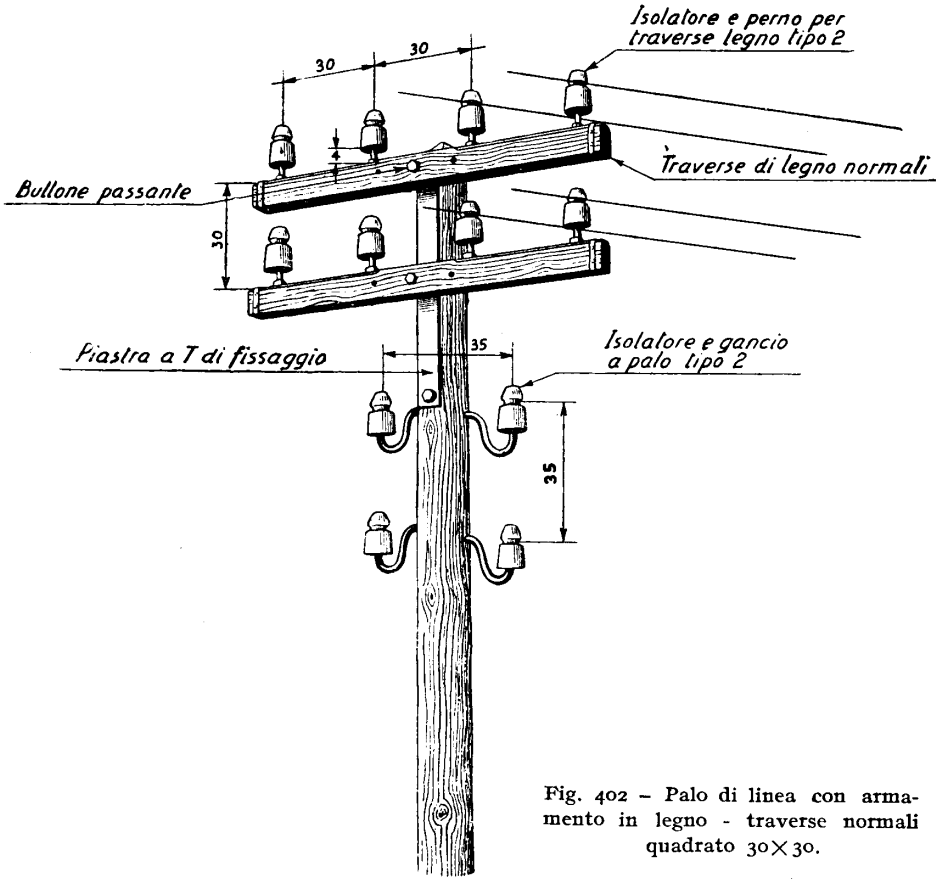


Fig. 402 – Palo di linea con armamento in legno - traverse normali quadrato 30×30.

dei pali e degli armamenti farebbero propendere per distanze minime. Il punto d'incontro delle due tendenze contrastanti si realizza in pratica scegliendo le seguenti distanze:

— *circuiti urbani di breve lunghezza*: i due fili di ciascuna coppia sono disposti in un piano orizzontale e distano 15 cm;

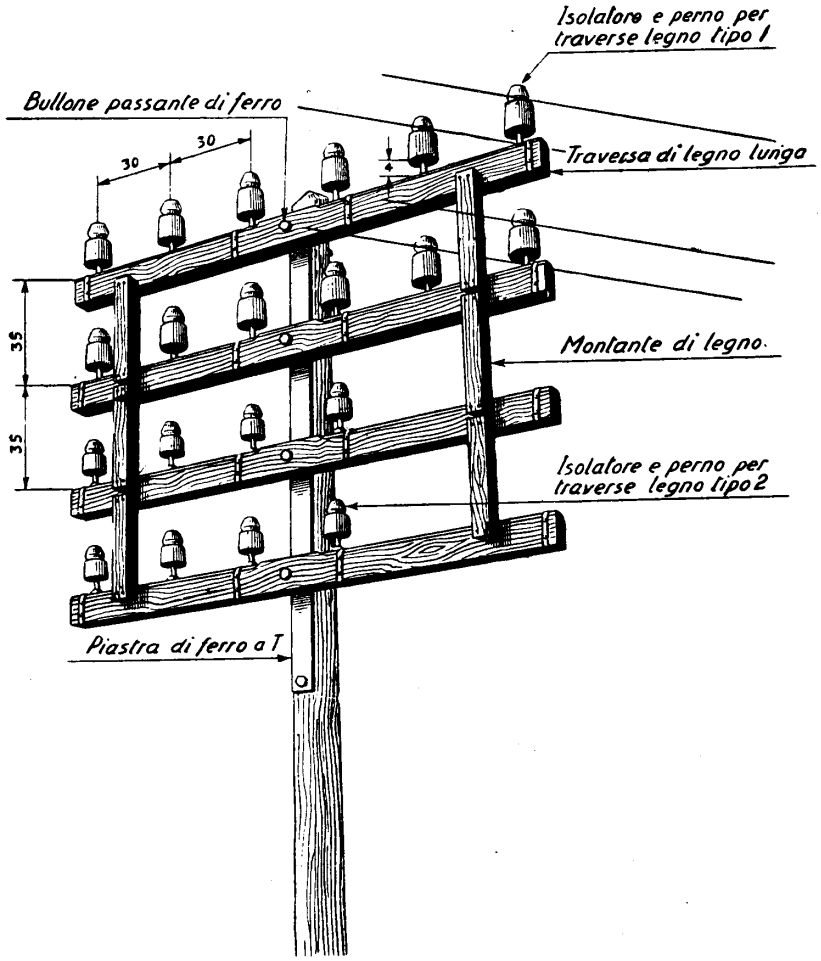


Fig. 403 – Palo di linea con armamento in legno - traverse lunghe - disposizione 30×35.

— *circuiti urbani di lunghezza superiore a qualche chilometro ed indistintamente tutti i circuiti interurbani*: i due fili sono disposti secondo le diagonali di un *quadrato* che per le traverse a palo e le mensole ha il lato di 30 cm e per i pali a coppie di 40 cm. Per campate molto lunghe, onde evitare contatto fra i fili, si possono adottare quadrati di 80 cm, 120 cm, 160 cm, ecc. di lato. Alcuni esempi d'armamento sono schematizzati nelle figg. 382-394.

Spesso capita di dover montare sugli stessi armamenti circuiti in piano a 15 cm e circuiti in diagonale a 30 cm; in questi casi si deve avere sempre presente il carattere di preminenza dei circuiti a 30 cm, e considerare anche la necessità di avere sul telaio un carico equilibrato, tenendo conto del peso e della posizione dei vari conduttori.

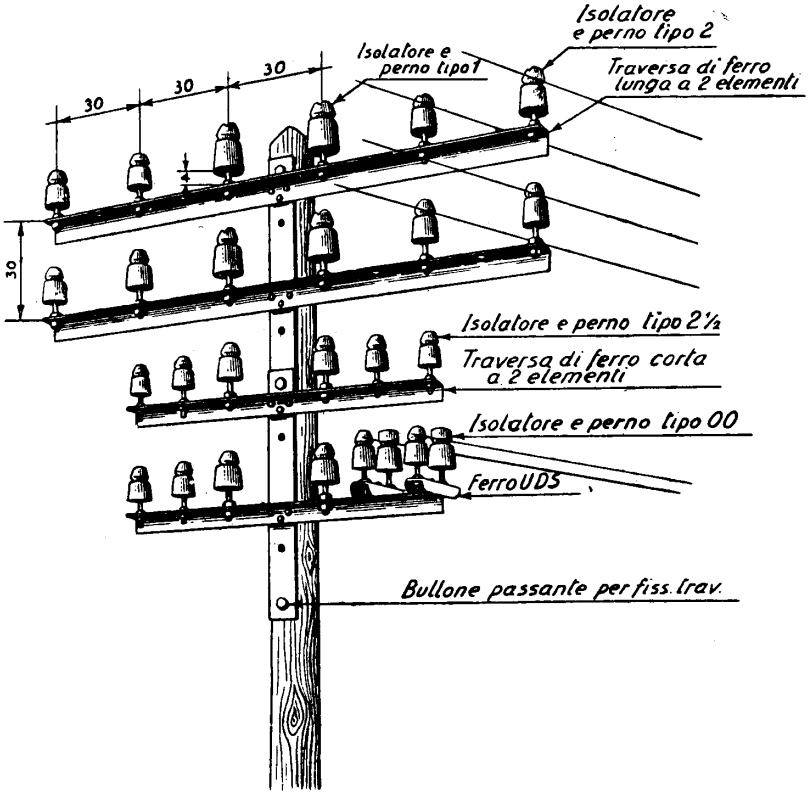


Fig. 404 – Palo di linea con armamento in ferro.

Circuiti armati su isolatori tipo 1 o tipo 2 devono essere sempre disposti in diagonale con quadrato di 30 cm. I circuiti di maggior importanza devono essere sempre collocati nella parte superiore dei telai.

Indichiamo alcuni esempi caratteristici di armamento completo, scelti in modo da dare una chiara idea della tecnica più comune:

Fig. 395: rappresenta un armamento semplice a ganci per una coppia. Gli isolatori possono essere di tipo 2 o 2 ½ per circuiti di abbonato e di estensione urbana, o di tipo 1 per circuito interurbano.

Fig. 396: armamento come sopra, ma per quattro conduttori (due coppie urbane ovvero una bicoppia interurbana).

Fig. 397: armamento normale a due traverse, detto anche gruppo rigido.
Fig. 398: oltre al gruppo rigido, vi è una bicoppia con armamento a ganci.
Fig. 399: due gruppi rigidi allungati (6 bicoppie). Si notino i montanti e la saetta di rinforzo; la presenza del tirante indica che il palo si trova in un punto d'angolo della linea.

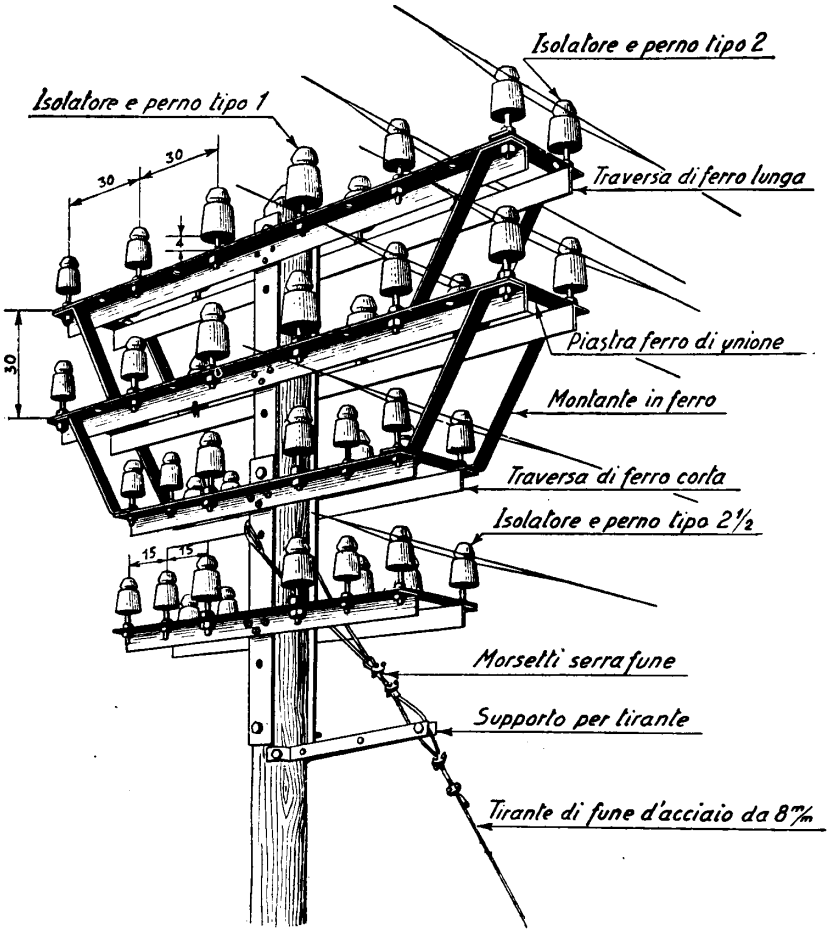


Fig. 405 - Palo d'angolo con armamento in ferro per doppio attacco dei fili agli isolatori.

Fig. 400: 4 bicoppie, su due gruppi rigidi; palo d'angolo con tirante.
Fig. 401: mensola per 4 bicoppie, composta con 4 angolari e 6 montanti.
Fig. 402: armamento con traverse di legno normali, per 2 bicoppie, più 1 bicoppia su ganci.
Fig. 403: armamento con traverse di legno allungate, per un massimo di 6 bicoppie (ne sono montate solo 5); le tre superiori sono armate con iso-

latori tipo 1; le due inferiori, portanti circuiti di minore lunghezza, con isolatori tipo 2.

Fig. 404: armamento in ferro, misto, a traverse allungate (1 gruppo rigido, 3 bicoppie) e traverse normali (circuiti urbani). Si noti un circuito d'abbonato, derivato a mezzo di doppio isolatore e di ferro UDS.

Fig. 405: armamento rinforzato, con attacco dei fili a losanga, per palo d'angolo. Il gruppo rigido superiore (3 bicoppie interurbane) e quello inferiore (1 bicoppia interurbana con isolatori tipo 2 e 4 circuiti d'abbonato)

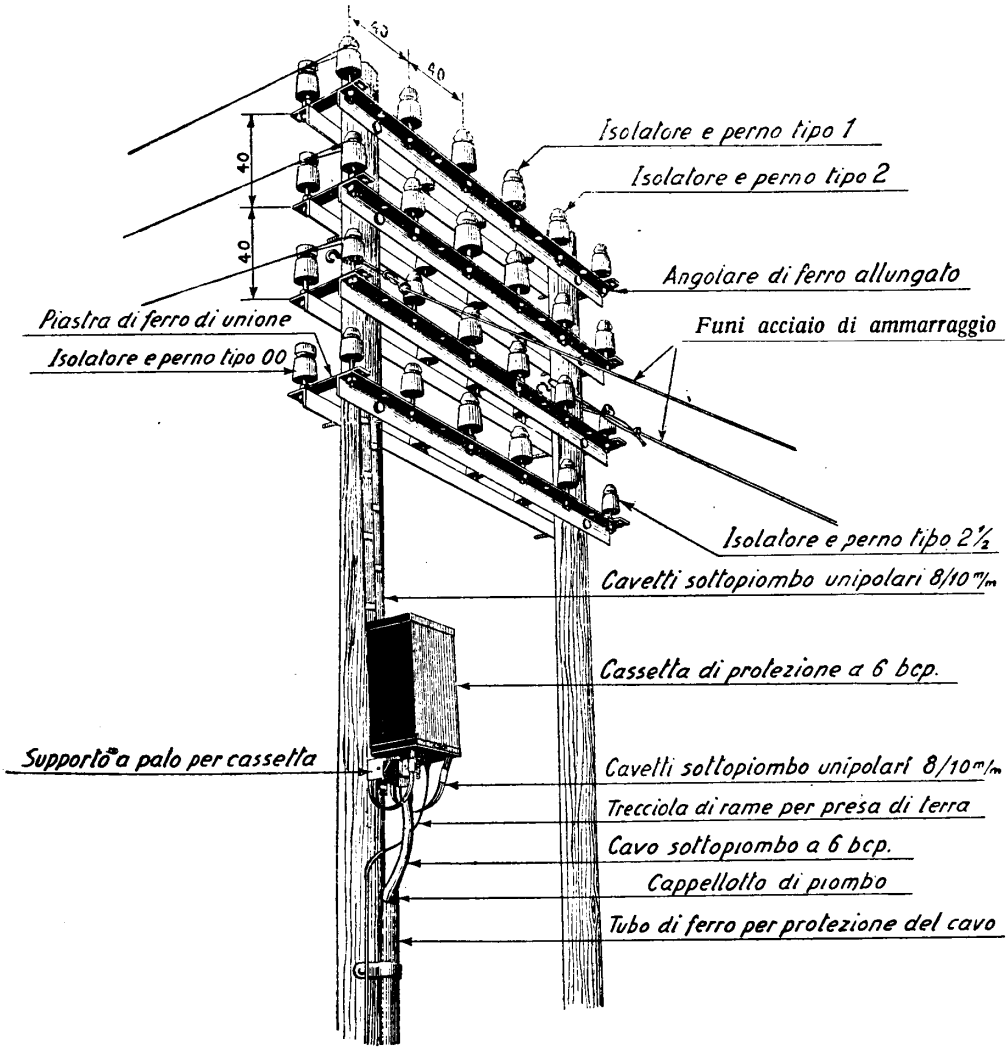


Fig. 406 – Coppie di pali di partenza e cassetta di protezione.

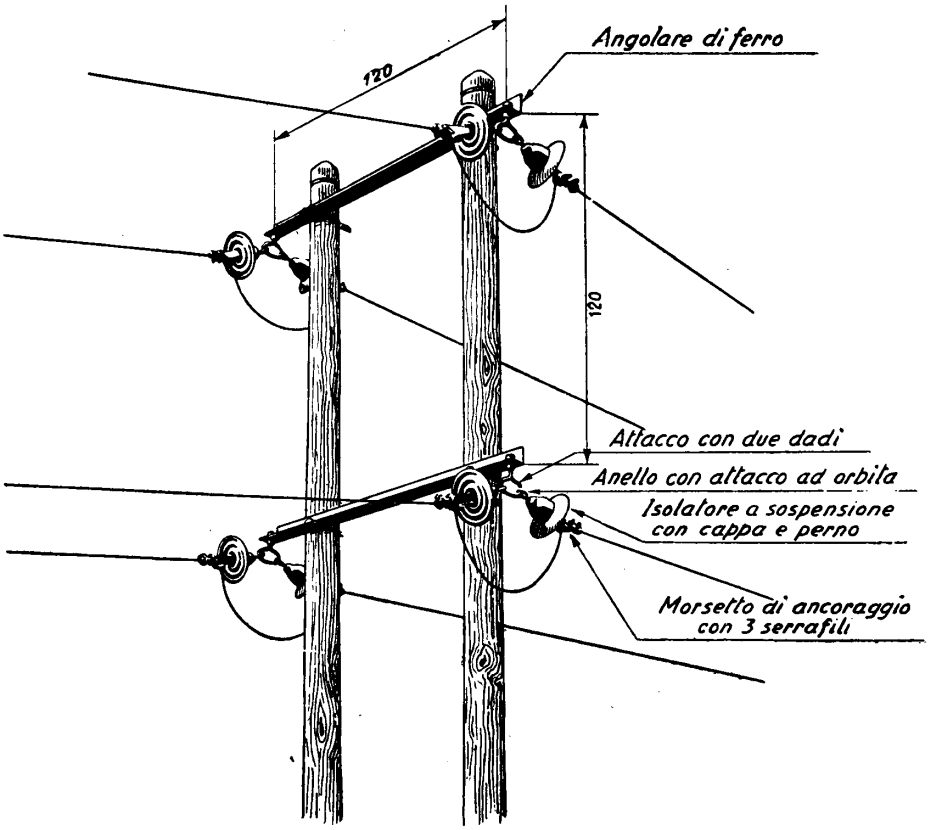


Fig. 407 – Coppia di pali d'angolo con isolatori a sospensione doppia (semiancoraggio).

sono collegati a mezzo di montanti, ed i gruppi sono doppi (disposti sulle due parti del palo). Le traverse sono riunite a mezzo di piastre di ferro orizzontali. Il tirante in fune d'acciaio è legato al palo e sostenuto da un supporto.

Fig. 406: coppia di pali capolinea. Le traverse sono riunite a due a due mediante piastre. L'ancoraggio è fatto su doppio isolatore ed i conduttori sono prolungati mediante cavetti sottopiombo fino alla cassetta di protezione. Da questa, parte verso la centrale il cavo sottopiombo a 6 bicoppie.

Fig. 407: coppia di pali per linea di montagna (una bicoppia in acciaio o alluminio-acciaio). Gli isolatori sono del tipo a sospensione, due per ogni conduttore.

Fig. 408: coppia di pali come sopra, ma con semplice isolatore a sospensione. Si tratta di un appoggio corrente di linea di montagna, con le due campate adiacenti in rettilineo e di uguale lunghezza, per cui gli sforzi dei conduttori sono bilanciati e non occorre l'ancoraggio.

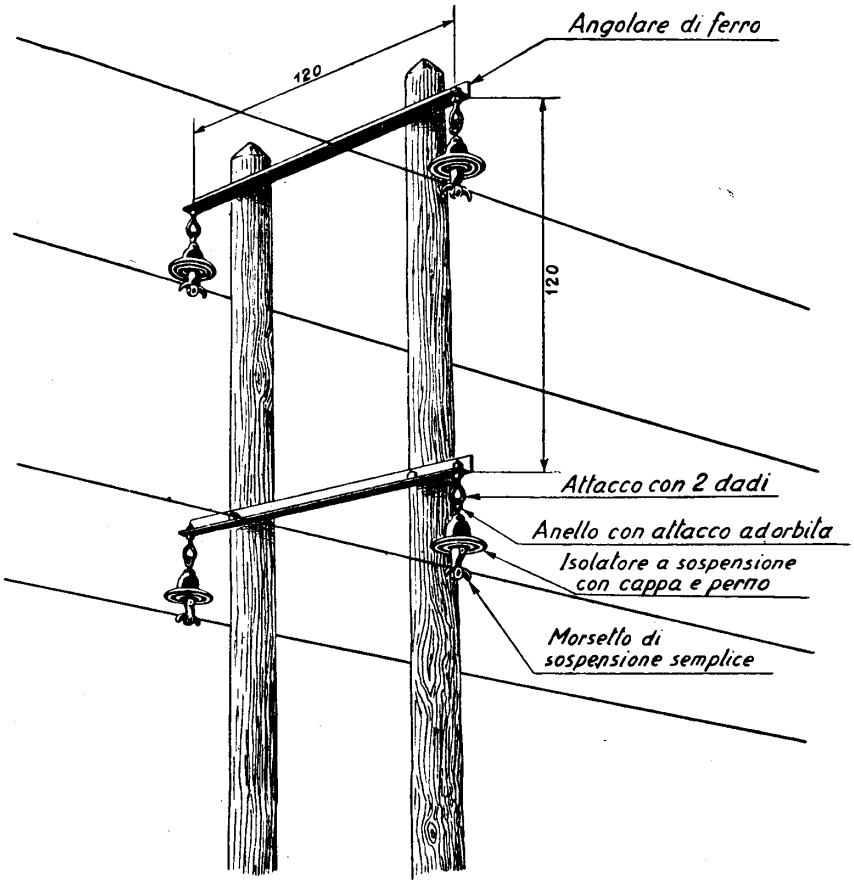


Fig. 408 – Coppia di pali in rettilineo con isolatori a sospensione semplice.

II. Terminazioni e protezioni.

160. Imbocchi. — Le linee aeree, alla loro estremità, passano generalmente in cavo, tanto dal lato abbonato che dal lato centrale. Il passaggio dal conduttore nudo a quello isolato viene fatto attraverso uno speciale isolatore, l'*isolatore di imbocco*, già visto in fig. 320.

Il montaggio è il seguente: il conduttore nudo viene avvolto e legato alla gola dell'isolatore; il suo estremo penetra attraverso l'apposito foro e, nell'interno della celletta superiore (normalmente chiusa da un cappellotto avvitato), viene saldato al conduttore in rame stagnato del cavetto sottopiombo. La celletta viene poi riempita di miscela isolante. Il cavetto esce da un foro verticale, parallelo a quello di fissaggio e, lungo il perno e la traversa, viene condotto (se si è dal lato abbonato)

ad un protettore; altrimenti fa capo alla morsettiera di una cassetta di protezione che rappresenta la terminazione del cavo urbano (vedi ancora fig. 406).

161. Protezioni. — Un elemento fondamentale nell'impianto delle linee sia urbane che interurbane è il *protettore*, organo che viene inserito al termine di ogni linea aerea e, comunque, in tutti i punti dove il circuito cambia natura (passaggio da linea aerea in cavo negli attraversamenti, gallerie, ecc.).

Le protezioni sono più o meno complesse e servono:

a) ad impedire che correnti di intensità notevole, più grande di quella normale che è dell'ordine dei milliampere, passino dalle linee aeree ai cavi od agli apparecchi d'abbonato e di centrale: elemento di protezione è la *valvola fusibile*;

b) ad impedire che tensioni di valore notevole, oltre il centinaio di volt, si propaghino dalle linee aeree ai cavi ed agli apparecchi: elemento di protezione è lo *scaricatore*;

c) ad impedire che correnti di debole intensità ma persistenti, percorrano i delicati circuiti degli apparecchi (specie quelli di centrale) e provochino riscaldamenti eccessivi e conseguente deterioramento dei materiali isolanti: elemento di protezione è la *bobina termica*.

Tensioni e correnti elevate possono manifestarsi nelle linee aeree per contatto accidentale con linee di energia, per scariche atmosferiche o per induzione da linee elettriche ad alta tensione, parallele. Le correnti deboli persistenti possono venir causate da contatti resistenti con linee a bassa tensione, da fughe per basso isolamento dei sostegni e simili.

162. Fusibili. — La protezione dalle correnti di elevata intensità, viene effettuata a mezzo di *valvole fusibili*, dette anche brevemente *fusibili*, costituite da un tratto di conduttore a basso punto di fusione, posto in serie sul circuito di linea.

Il fusibile deve permettere indefinitamente il passaggio della corrente normale, per la quale è

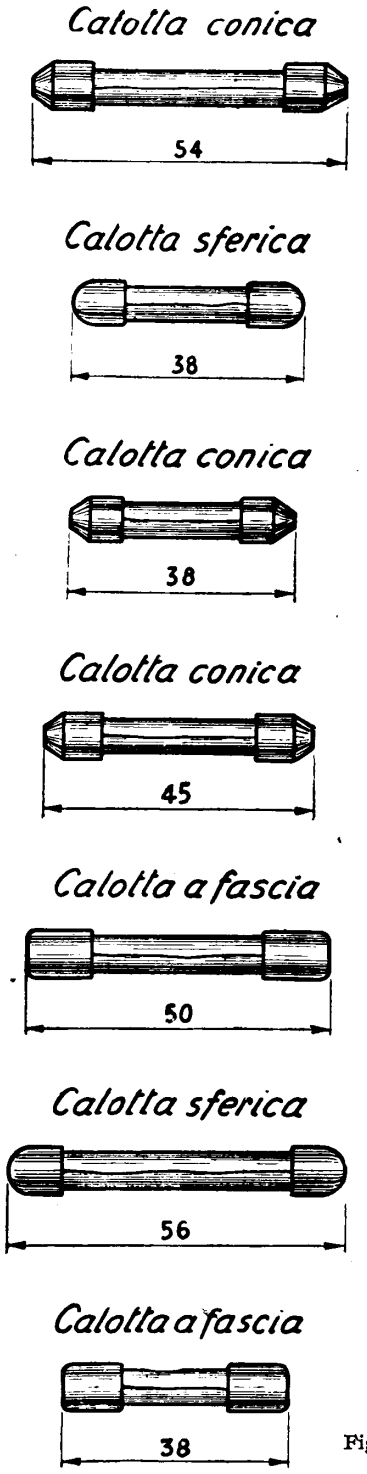


Fig. 409 – Vari tipi di valvole fusibili.

tarato e deve fondere appena viene attraversato da una corrente superiore alla normale di circa il 50 %.

Il materiale usato è, generalmente, una lega di piombo o di rame, con punto di fusione fra i 60° e gli 80°.

Per aumentare la dissipazione di calore ed eliminare il pericolo di incendio, il fusibile viene racchiuso entro un tubetto in fibra, porcellana o vetro (fig. 409).

La lunghezza ed il diametro del filo dipendono dalla corrente che lo deve attraversare e dalla tensione normale dell'impianto: negli impianti d'abbonato tale lunghezza è stabilita in circa 40 mm, nelle centrali è talvolta maggiore.

La corrente di fusione nelle valvole per impianti d'abbonato deve essere inferiore ai 3 ampere; negli altri casi può raggiungere i 5÷7 ampere.

Spesso il tubetto del fusibile è riempito di una polvere non conduttrice, ad es. amianto, che assorbe e raffredda i gas generati dalla combustione del fusibile.

Il tubetto è chiuso agli estremi con due cappellotti metallici, che esternamente vengono premuti fra molle di fissaggio.

163. Scaricatori ad intervallo d'aria. — L'intervallo d'aria fra due elettrodi di cui uno collegato ad un conduttore, l'altro alla terra, impedisce il passaggio delle correnti telefoniche ordinarie, ed offre invece una via verso terra alle scariche elettriche provocate da sovratensioni. La disposizione ordinaria che viene data allo scaricatore ad intervallo d'aria è rappresentata in fig. 410: due degli elettrodi sono collegati ai conduttori, mentre gli altri due sono connessi a terra.

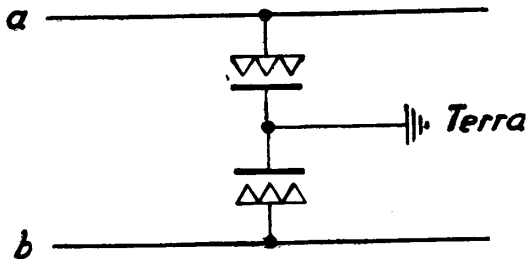
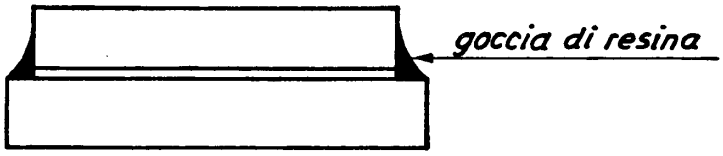


Fig. 410 – Schema di scaricatore ad intervallo d'aria.

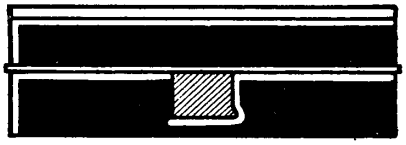
Per ragioni costruttive (esatto distanziamento) l'isolante interposto fra gli elettrodi è spesso costituito da lamelle di mica o celluloide, forate in uno o più punti per il passaggio della scarica. Con questo tipo vengono scaricate, con discreta sicurezza, tensioni uguali o maggiori di 400 volt circa. Gli elettrodi dello scaricatore costituiscono due condensatori di piccolissima capacità, che permettono inoltre il diretto convogliamento a terra di correnti alternate di elevatissima frequenza, senza dar luogo a scariche.

Comunemente gli scaricatori vengono costruiti in modo che la scarica si effettui tra numerosi punti affacciati piuttosto che fra superfici liscie, perchè l'esperienza dimostra che in queste condizioni la scarica, a parità d'intervallo d'aria, si compie con differenze di potenziale minori.

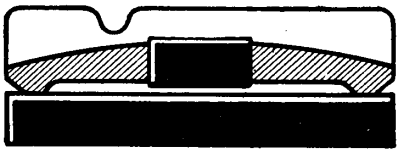
Dai primitivi scaricatori con elettrodi metallici si è passati per questo motivo agli scaricatori costituiti da blocchetti di polvere di carbone compressa (fig. 411). Questo materiale per la sua costituzione granulare, ha la particolarità di presentare una superficie con fine struttura rugosa, che si mantiene tale nel tempo; risulta

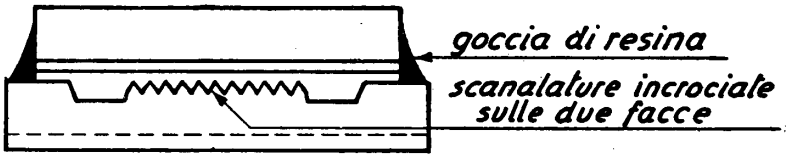


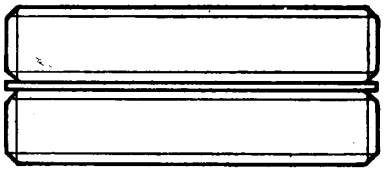
Spessore di cellite a 3 fori



Spessore di mica a forma di C







Spessore di cellite a numerosi fori

Fig. 411 – Vari tipi di scaricatori a carbone.

inoltre evitata la possibilità di fusione degli elettrodi e di ossidazione delle superfici affacciate.

L'uso del carbone presenta però l'inconveniente che il calore delle scariche tende a polverizzare il materiale, le minuscole particelle carboniose che si distaccano dagli elettrodi, possono facilmente accumularsi nell'intervallo d'aria e stabilire una via conduttrice permanente, riducendo od annullando l'isolamento. A questo si ovvia con opportuni trattamenti di fabbricazione, sì da rendere minima la disgregazione del carbone.

In alcuni casi sono previsti dispositivi per evitare che, durante le scariche prodotte da contatti con linee ad alta tensione, la corrente attraverso lo scaricatore abbia a continuare per qualche tempo il suo passaggio verso terra dopo la prima scarica, producendo un arco permanente. In questi casi conviene far sì che la linea venga definitivamente e permanentemente collegata a terra subito dopo la perforazione del dielettrico. Ciò si può ottenere ricorrendo all'impiego di *separatori* in celluloide o mica, dello spessore di circa 0,15 mm a forma di C oppure rettangolari, forati in più punti: al passaggio di correnti prolungate ad alta tensione, la celluloide si dissolve o brucia, permettendo all'elettrodo di linea di venire premuto dalle molle di ritegno contro l'elettrodo di terra.

La forma a C, con l'apertura rivolta verso il basso, permette alle particelle di carbone, eventualmente distaccatesi dai blocchetti, di trovar sede nella piccola apertura del C, senza collegare elettricamente gli elettrodi.

Un altro tipo di scaricatore a carbone è costituito dai cosiddetti *carboni saldati* che invece di essere a superficie liscia, portano lunghe scanalature, in senso longitudinale e trasversale, le quali hanno lo scopo di localizzare le scariche in determinati punti delle due superfici affacciate, piuttosto che fra le intere due superfici. Il distanziamento è ottenuto con esattezza durante l'accoppiamento dei due carboni, che viene fatto con due gocce di resina e servendosi di uno spessore calibrato, che viene tolto a saldatura avvenuta.

Un tipo diverso di scaricatore, adottato dalle fabbriche Autelco e Western e non molto diffuso, ha l'elettrodo di terra ancora in carbone, mentre l'elettrodo di linea è costituito da un blocchetto in porcellana con inclusa una *pastiglia* di carbone o metallica, mantenuta in sito da cemento a basso punto di fusione. Nel caso di una scarica continuativa attraverso l'intervallo d'aria, il cemento fonde, e la molla dello scaricatore forza la pastiglia conduttrice contro il carbone affacciato, ponendo permanentemente a terra la linea.

164. Scaricatori a bassa pressione (detti, impropriamente *nel vuoto*). — Gli *scaricatori nel vuoto* (fig. 412), sono formati da due o tre elettrodi in carbone o più spesso metallici, di cui uno collegato a terra e l'altro, o gli altri due, ai conduttori di linea, il tutto contenuto in un tubetto di vetro ermeticamente chiuso, nel quale viene fatto un certo grado di vuoto. Sono basati sul fatto sperimentale che nell'aria od altro gas rarefatto, la scarica fra due superfici conduttrici si verifica, a parità di distanza tra le due superfici, con differenze di potenziale minori che alla pressione atmosferica normale.

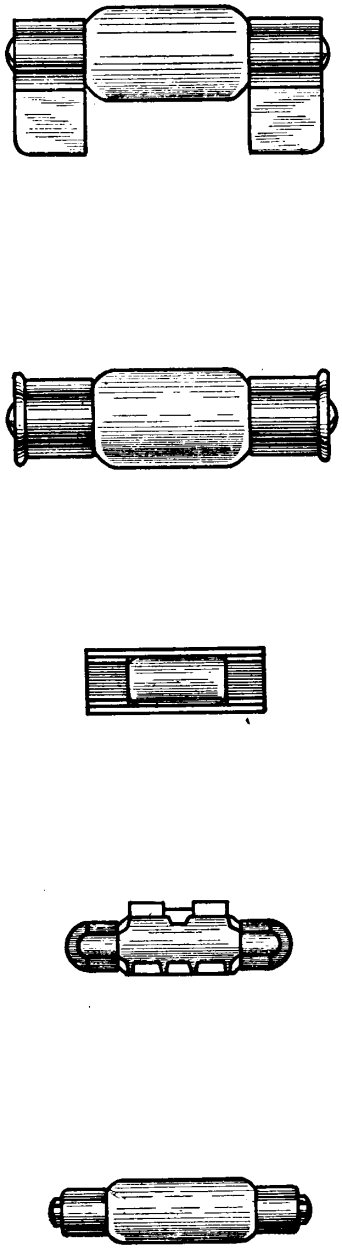


Fig. 412 - Vari tipi di scaricatori nel vuoto.

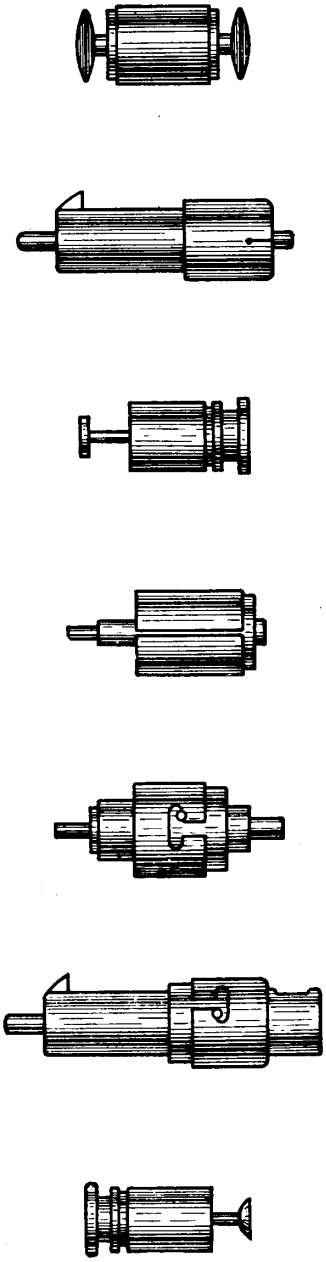


Fig. 413 - Vari tipi di bobine termiche.

Questo tipo di scaricatore è particolarmente adatto per la protezione dalle scariche atmosferiche.

Un buon scaricatore si ottiene riempiendo il tubo, nel quale è stato praticato il vuoto, con gas *neon* a pressione molto ridotta; lo scaricatore può facilmente essere regolato ad una tensione di scarica di circa 200 volt. Per tensioni minori il passaggio di corrente è praticamente nullo, mentre l'innesco della scarica si manifesta quando tale tensione venga superata. Il passaggio di corrente provoca l'ionizzazione del gas e ciò facilita il prolungarsi della scarica. Lo scaricatore *Filep*, usato negli impianti in differenti formati, è di questo tipo.

Altro tipo usato è il *Siemens*, nel quale i due elettrodi sono di carbone, di cui uno a superficie striata: questo scaricatore funziona con sicurezza per tensioni superiori ai 300 volt.

165. Bobine termiche. — Per la protezione dalle correnti deboli persistenti, che possono avere origine dal contatto fortuito di una linea telefonica con circuiti d'energia a bassa tensione, ed in genere da deficienza d'isolamento nelle linee, vengono usate le cosiddette *bobine termiche*, in serie, come i fusibili, sul circuito fra lo scaricatore e l'apparecchiatura da proteggere (fig. 413).

Le bobine termiche sono generalmente usate nei permutatori, a protezione degli organi di centrale; raramente negli impianti d'abbonato.

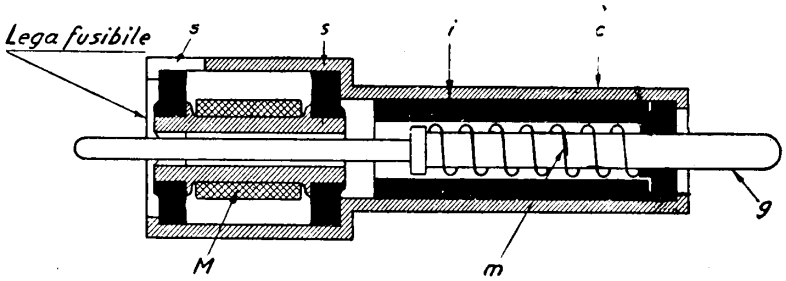


Fig. 414 – Schema di bobina termica Siemens.

Una bobina termica è costituita da un avvolgimento che si riscalda al passaggio prolungato della corrente, e da un'asticina metallica mantenuta in sito con una goccia di materiale fusibile il quale, fondendo per l'aumento di temperatura, libera l'asticina; questa, a sua volta, produce, con l'azione delle molle di fissaggio, l'apertura del circuito dalla parte dell'apparecchiatura da proteggere e la messa a terra dalla parte della linea.

Le bobine termiche sono un organo, benchè modesto, abbastanza complicato; dopo funzionamento debbono perciò potersi riportare nelle condizioni normali per una nuova applicazione, al contrario dei fusibili che non vengono più utilizzati dopo la fusione del conduttore.

Contrariamente ai fusibili, la costruzione delle bobine termiche è tale da trat-

tenere ed accumulare nell'interno della bobina, quanto più è possibile, il calore prodotto. I tipi di bobine più adottati sono quelli costruiti dalla Siemens e dalla Western.

Il tipo *Siemens* (fig. 414) è costituito da una capsula esterna *c* metallica, nell'interno della quale è una molla *m*, racchiusa nel cilindretto isolante *i*. L'elasticità della molla tende a spostare verso sinistra il gambo *g*, il quale è invece mantenuto in sito dalla lega fusibile, che lo fissa al manicotto conduttore *M*, collegato rigidamente a *c* mediante le due rondelle isolanti *s*.

Sul manicotto *M* è disposto l'avvolgimento, i cui capi sono saldati sul manicotto stesso e alla camicia *c*.

La *bobina termica Western* (fig. 415) è costituita da una scatola cilindrica *s* di materiale isolante, nella quale è avvitato il gambo *g*; su questo è fissato il manicotto metallico *M* per mezzo di una lega fusibile a bassa temperatura. L'avvolgi-

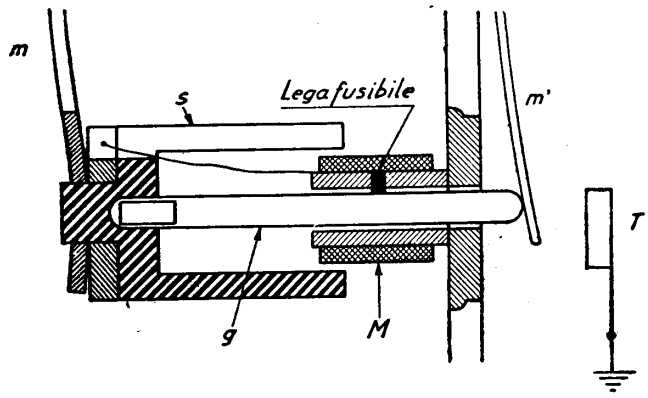


Fig. 415 – Schema di bobina termica Western.

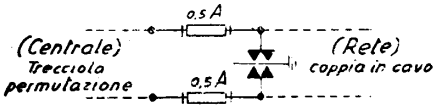
mento della bobina è disposto sul manicotto *M* e i due capi sono saldati sul manicotto stesso e all'anello metallico, su cui poggia la molla *m*, collegata elettricamente al circuito interno dell'apparecchiatura di centrale. Quando l'avvolgimento si riscalda, la lega fonde, il manicotto *M* resta libero rispetto al gambo *g*, il quale risulta premuto verso destra, insieme alla scatola *s*, dalla molla *m*. La molla *m'* viene quindi a far contatto con la piastra *T*, collegata a terra.

166. Protettori combinati. — Sia nel permutatore, sia negli impianti d'abbonato, sia, infine, nel passaggio di una linea aerea in cavo, è uso riunire in un sol gruppo tutti gli organi di protezione.

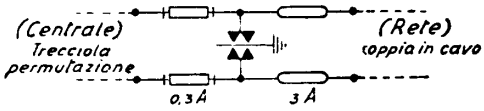
Le possibilità di raggruppamento sono molteplici nè si è fino ad oggi raggiunto un accordo sul tipo di protettore combinato più adatto ai casi diversi. Illustriamo brevemente i tipi più usati negli impianti e rappresentati schematicamente in fig. 416.

1) Permutatore:

a) Siemens e Standard

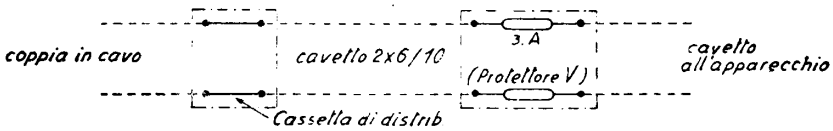


b) Ericsson

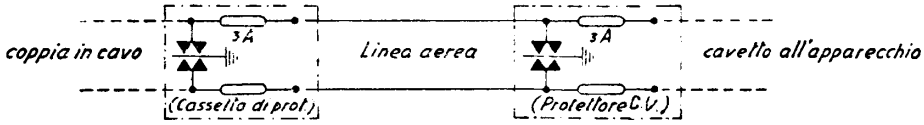


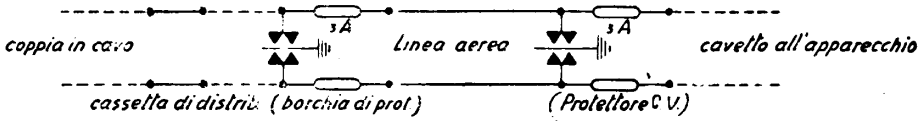
2) Distribuzione urbana

a) Linea sottopiombo



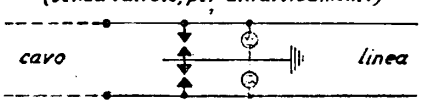
b) Linea mista



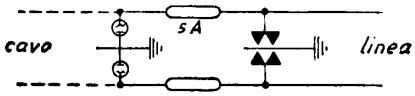


3) Protezione per raccordi linee interurbane

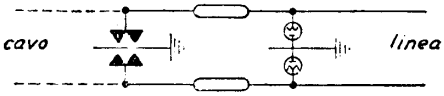
a) Cassetta interurbana 2 bcp.
(senza valvole, per attraversamenti)



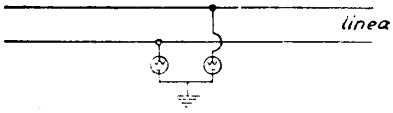
b) Cassetta interurbana a 10 coppie



c) Cassetta interurbana a 5 coppie



d) Cassetta di livello a 5 coppie



e) Protettore interurbano I
(per raccordo di linea interurb. a un ufficio)

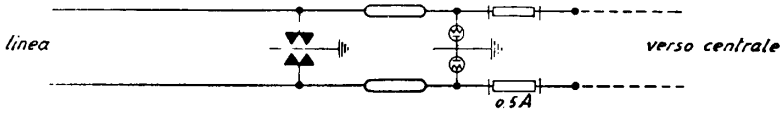


Fig. 416 – Schemi di protettori combinati per differenti impieghi.

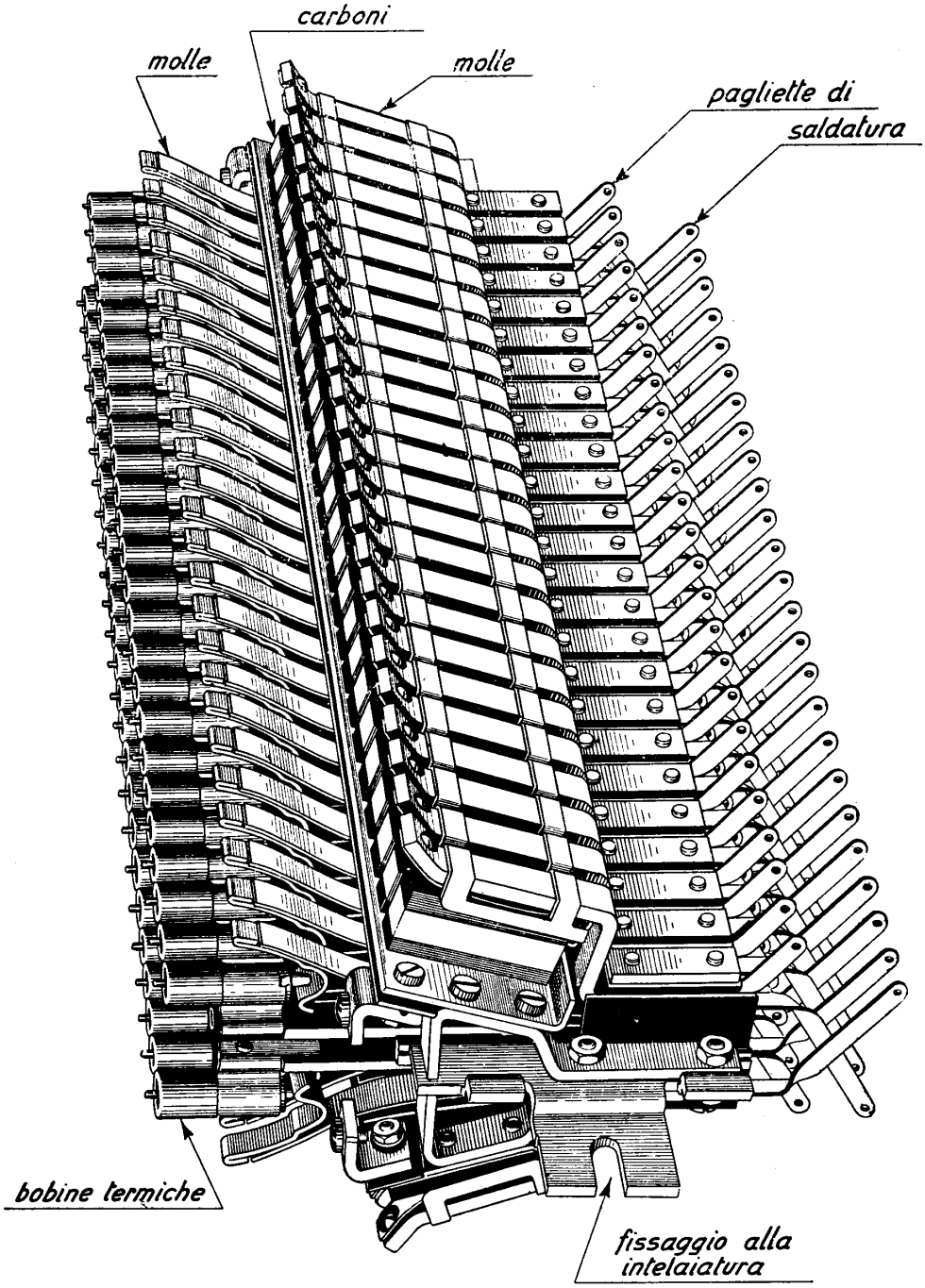


Fig. 417 – Protettore Siemens per permutatore.

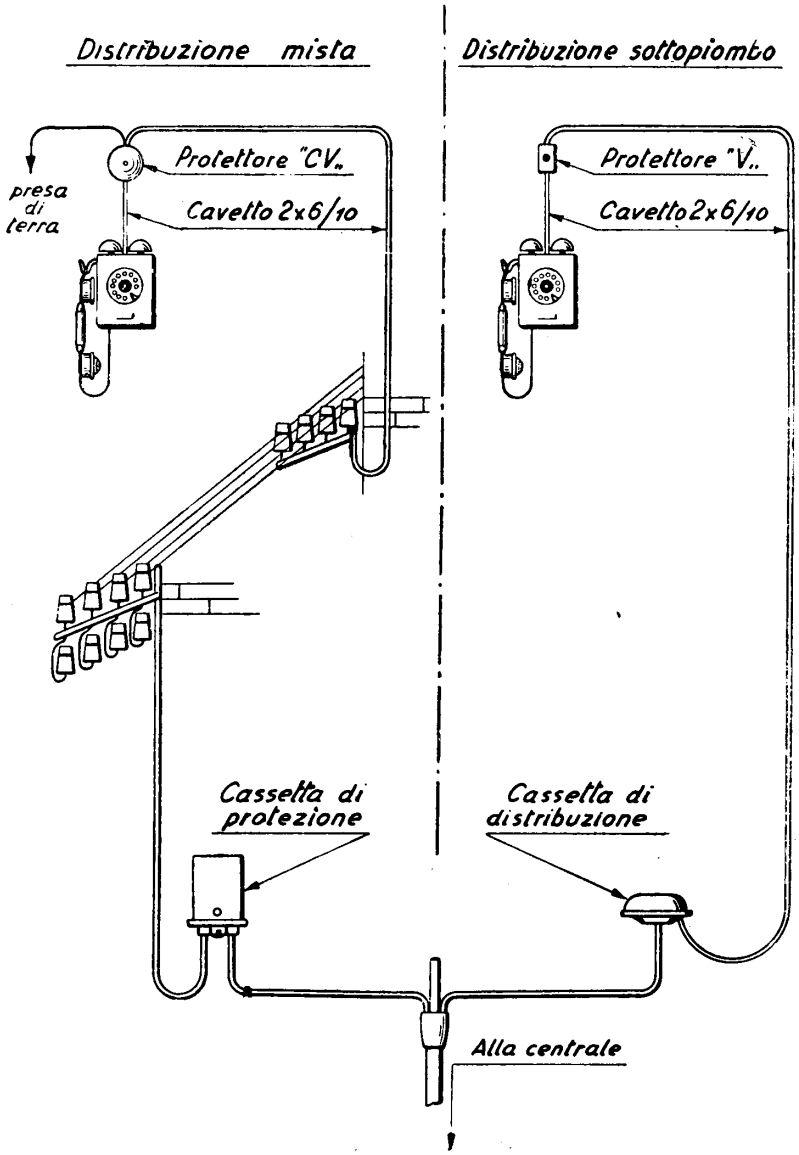


Fig. 418 – Sistemi di collegamento degli abbonati.

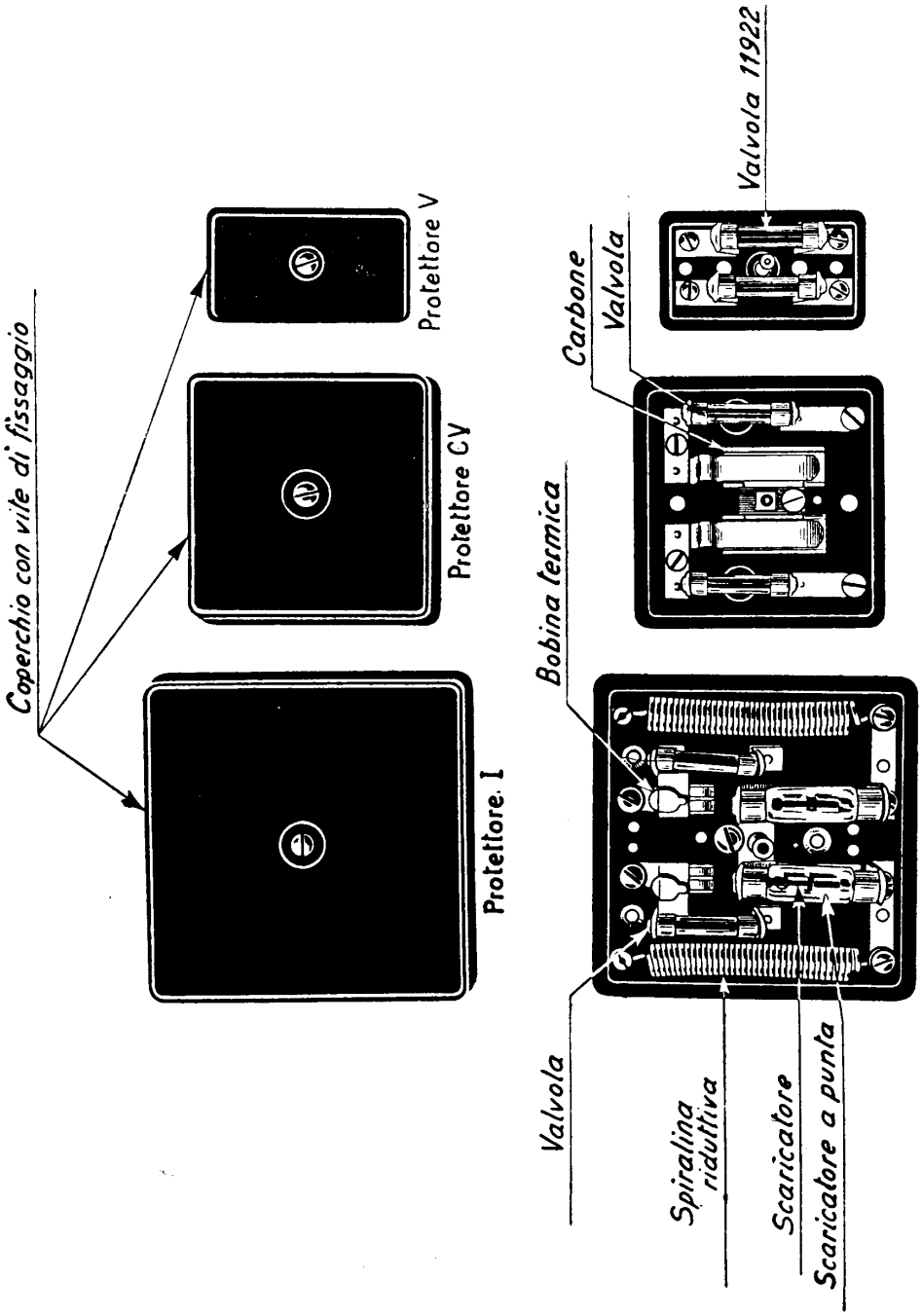


Fig. 419 – Protettori per interni.

a) *Protettori per permutatore* (fig. 416-1). — Si hanno tipi diversi a seconda della centrale. Il protettore Siemens è molto usato. In fig. 417 è data la vista di un tale protettore.

Trattandosi di raccordare linee in cavo con organi di centrale, si hanno carboni e bobine termiche. Il tipo Ericsson comprende anche le valvole da 3 ampere.

b) *Protettori per abbonato* (fig. 416-2). — Si distingue il caso della distribuzione mista (in cavo ed aerea) da quello interamente in cavo. Il protettore usato

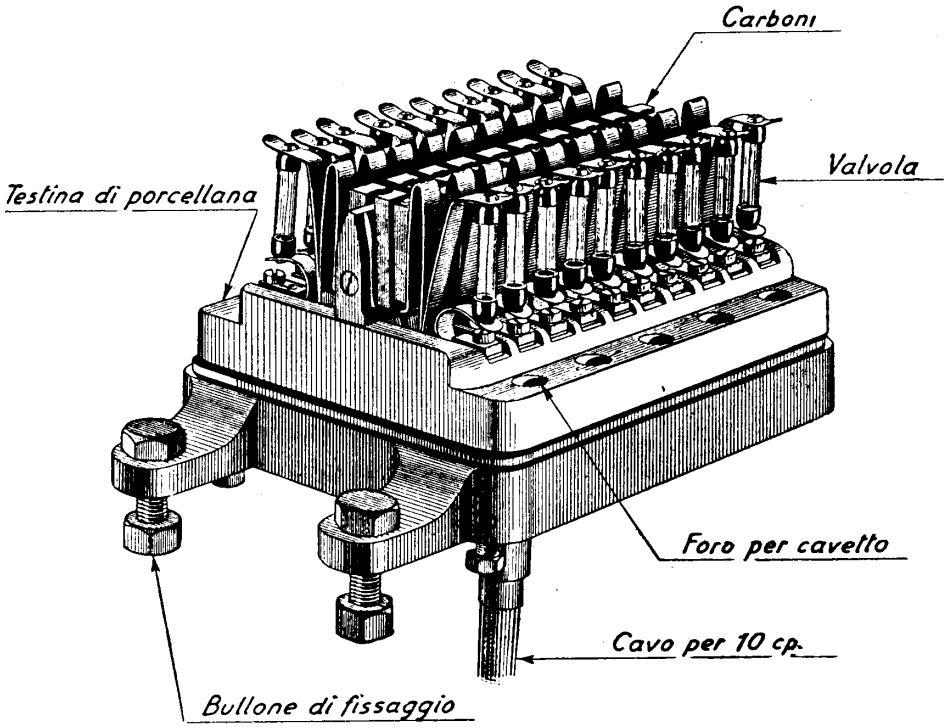


Fig. 420 – Cassetta di protezione a 10 coppie.

nel primo caso, detto protettore *CV*, contiene due valvole da 3 A ed un gruppo di scaricatori a carbone. Quello adoperato nel secondo caso contiene solo le valvole (protettore *V*). La fig. 418 indica l'inserzione del protettore nei due casi, mentre la fig. 419 dà l'aspetto di tali protettori.

Nella distribuzione urbana mista, nel passaggio del cavo alla linea aerea si ha una cassetta di protezione contenente carboni e valvole da 3 ampere. La capacità di queste cassette è generalmente di 10 coppie. La fig. 420 ne dà una vista (senza coperchio).

c) *Protettori per linee interurbane aeree* (fig. 416-3). — Quando una linea aerea passa in cavo (p. es. in occasione di un attraversamento ferroviario) nel punto di passaggio si dispone un protettore munito di soli scaricatori. La fig. 421 rappresenta in vista una di tali cassette, della potenzialità di 2 bicoppie, a coperchio sollevato. Nella fig. 422 si ha invece il tipo a 6 bicoppie (vedi anche la fig. 406).

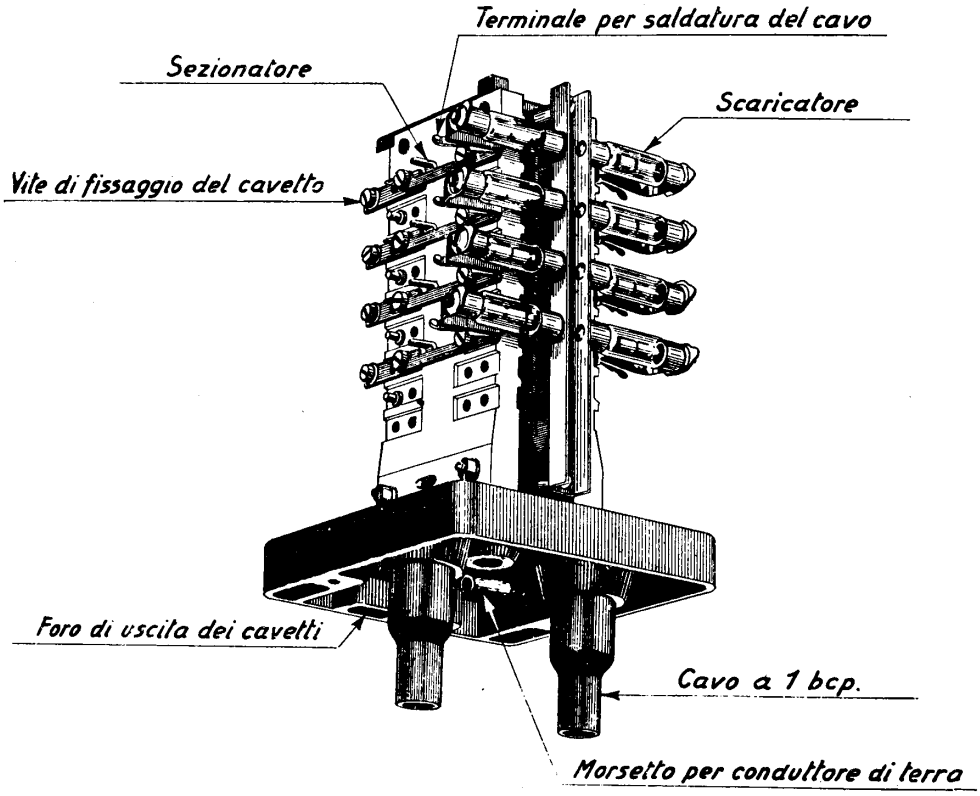


Fig. 421 – Cassetta a 2 bicoppie per attraversamenti.

Il passaggio da linea in cavo a linea interurbana aerea è realizzato attraverso una cassetta di protezione munita di scaricatori nel vuoto, carboni e valvole da 5 ampere. Si hanno cassette a 10 ed a 5 coppie. Ci sono anche, per linee singole, cassette di protezione ad 1 coppia (ne è rappresentata una in fig. 423).

Le lunghe linee interurbane, infine, vengono munite a distanze regolari di cassette speciali, dette *di livello*, che contengono solo scaricatori nel vuoto e servono a derivare verso terra le sovratensioni. Una cassetta a 5 coppie è disegnata in fig. 424.

Per il raccordo delle linee interurbane agli uffici (posti pubblici telefonici) si

impiegano protettori interurbani (protettori *I*) nei quali sono riuniti scaricatori a carbone, valvole, scaricatori nel vuoto e bobine termiche. Un protettore *I* è disegnato in fig. 419.

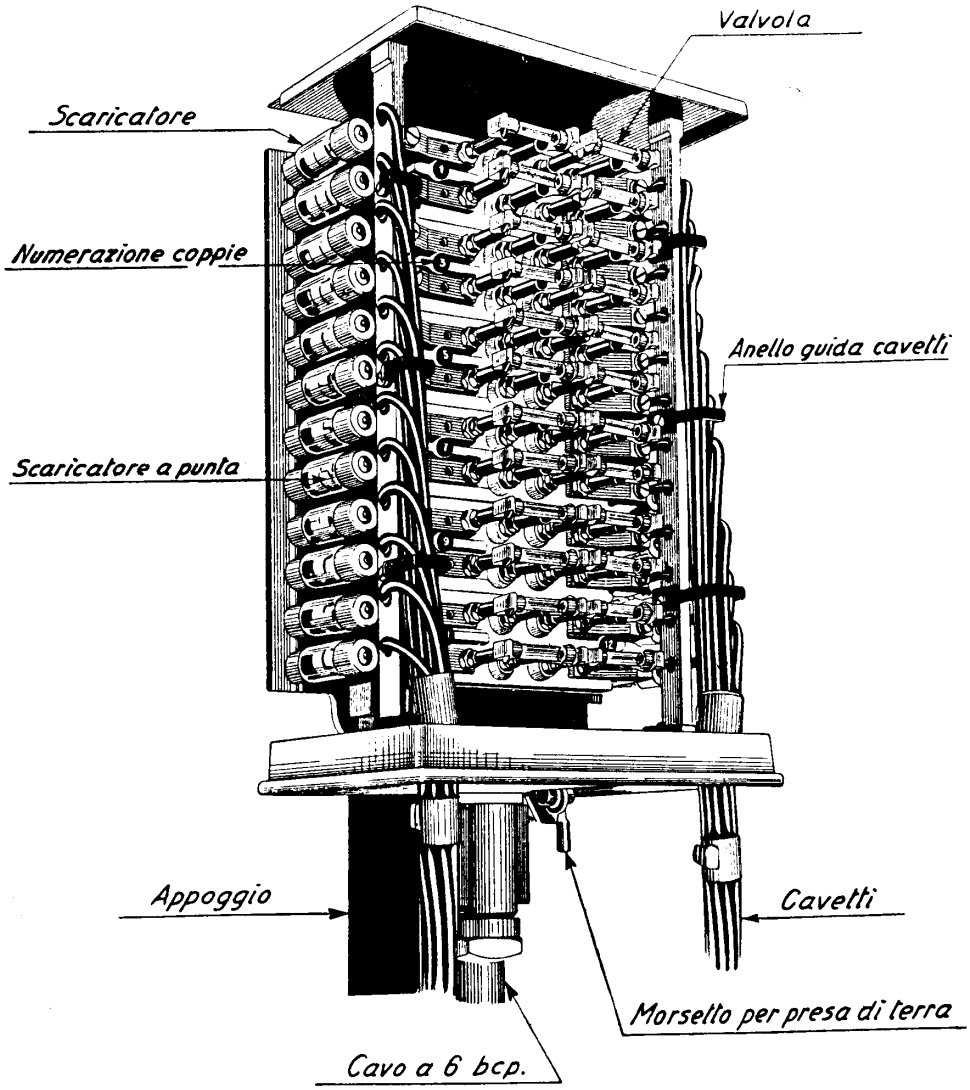


Fig. 422 – Cassetta di protezione a 6 bicoppie.

167. Prese di terra. — Per il funzionamento regolare delle protezioni è fondamentale il raccordo degli scaricatori alla terra mediante un collegamento a bassa resistenza detto « presa di terra ». Oltre a queste prese di terra, dette di *protezione*,

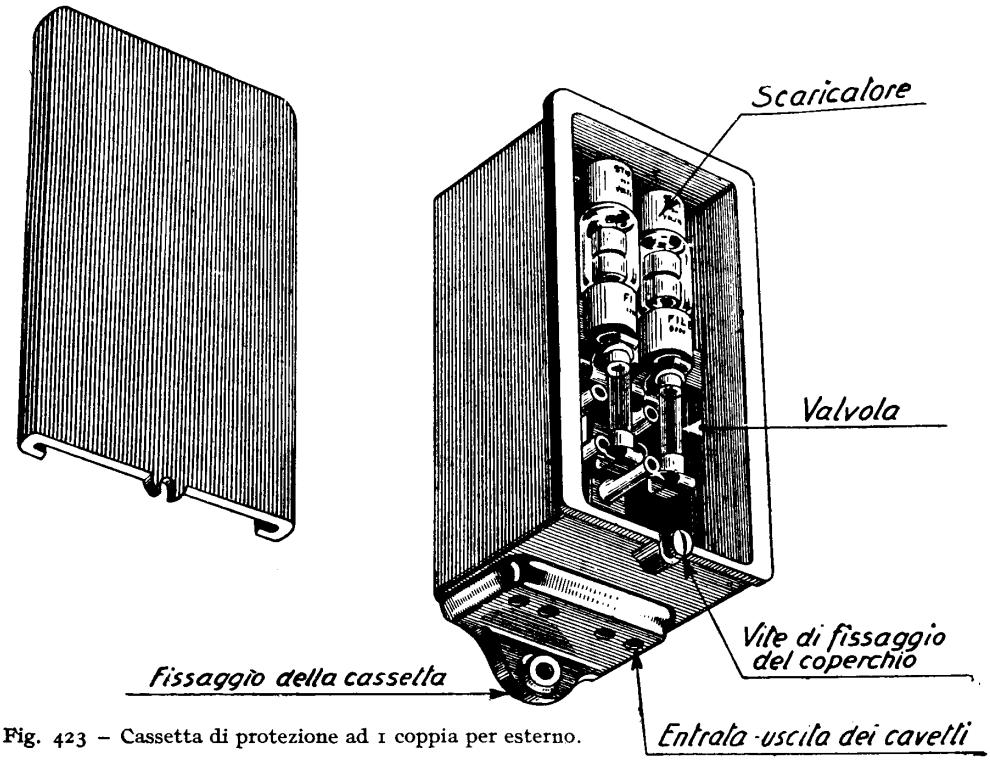


Fig. 423 – Cassetta di protezione ad 1 coppia per esterno.

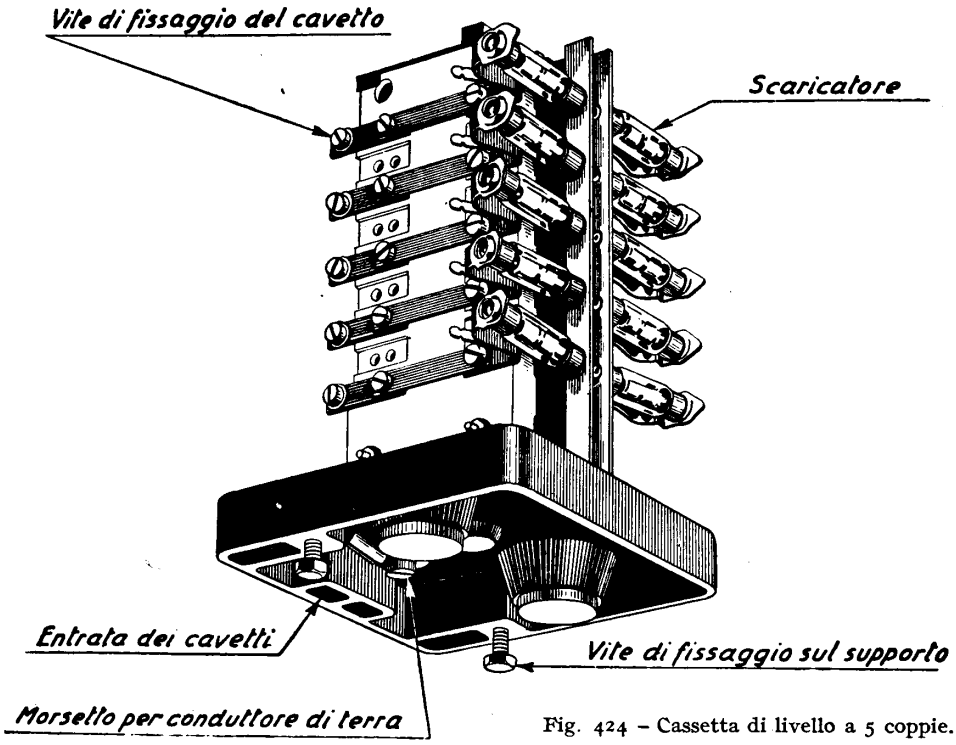


Fig. 424 – Cassetta di livello a 5 coppie.

si hanno le cosiddette *prese di esercizio*, cioè quelle alle quali vengono collegati i punti a potenziale + degli organi di centrale, i poli + delle batterie, ecc. Le caratteristiche di queste prese sono simili, e tendono tutte a dare al collegamento la massima conducibilità verso terra.

A tale scopo, l'*elettrodo di terra*, cioè la parte terminale del conduttore di terra che viene affondata nel suolo, deve assicurare con questo un ottimo ed esteso contatto elettrico. La presa di terra può essere costituita, a seconda dei casi ed in di-

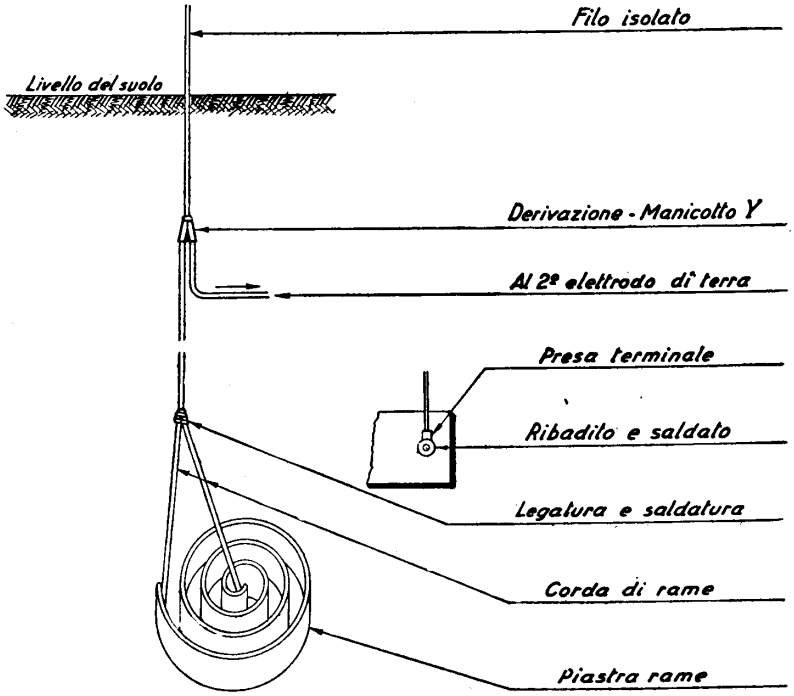


Fig. 425 – Presa di terra per centrali.

pendenza del genere d'impianto, da collari o morsetti speciali per attacchi alle condutture di acqua potabile, da piastre di zinco stagnate, da tubi o aste di ferro zincato, da reti di filo zincato o di rame.

L'elettrodo viene interrato in una buca profonda, a seconda dell'importanza dell'impianto, da 0,8 m fino 2÷3 m, scegliendo un terreno possibilmente umido in permanenza e ricco di sali sciolti.

Se il terreno è poco umido, si scava una buca più profonda e più ampia, così da poter circondare l'elettrodo con uno strato di carbone in pezzetti, mescolato a soda o a sale comune. S'innaffia poi il terreno periodicamente ed ogni tanto si misura la resistenza di terra, il cui valore non deve essere superiore a 1÷2 ohm

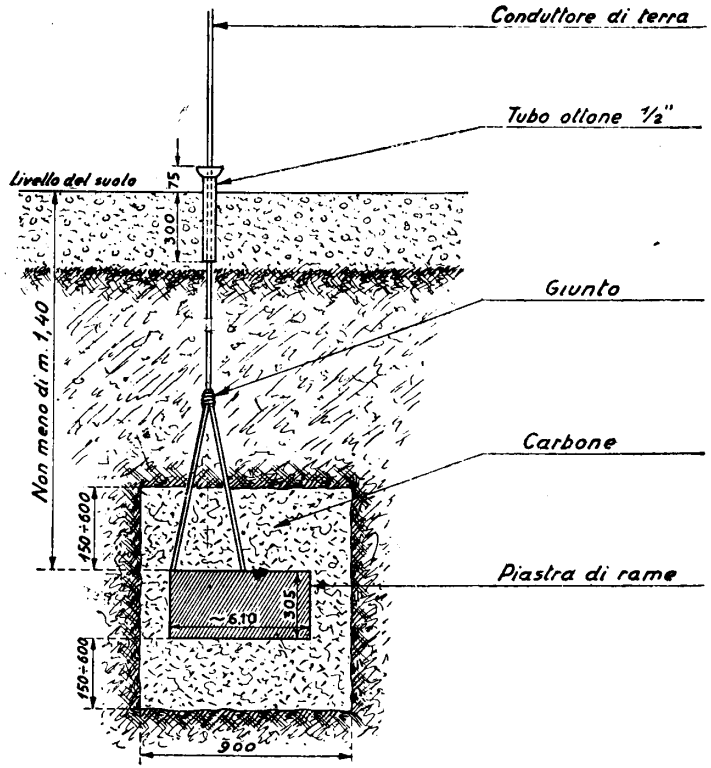


Fig. 426 – Presa di terra per centrali.

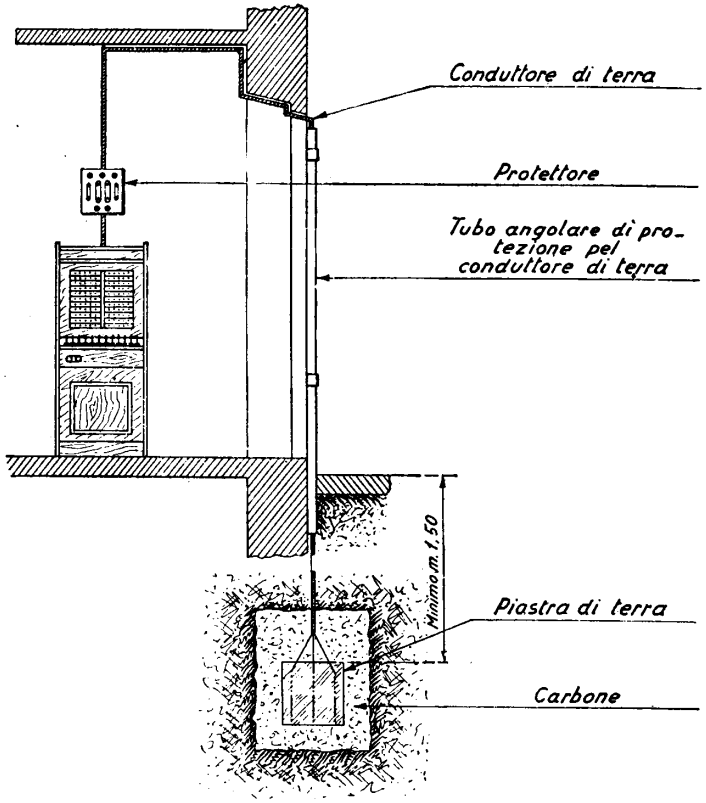


Fig. 427 – Presa di terra di esercizio nei centralini e P. T. P.

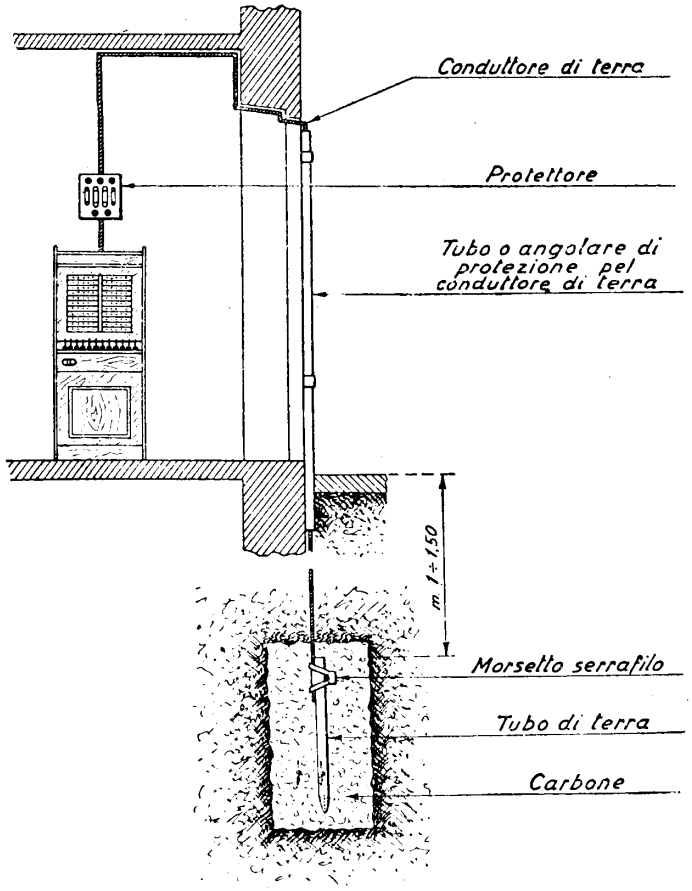


Fig. 428 – Presa di terra di protezione nei centralini e P. T. P.

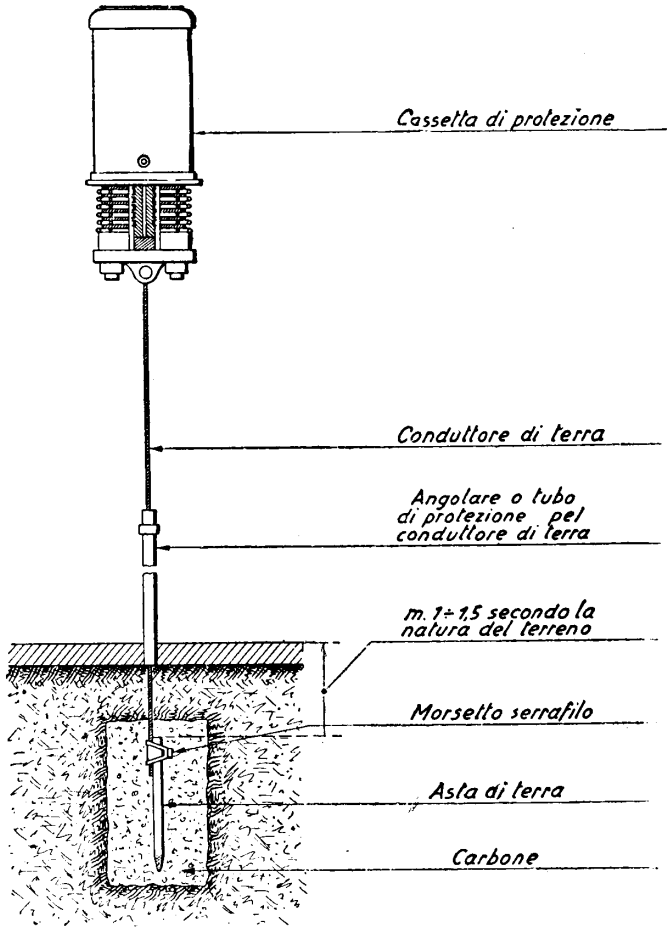


Fig. 429 – Presa di terra per cassette di protezione.

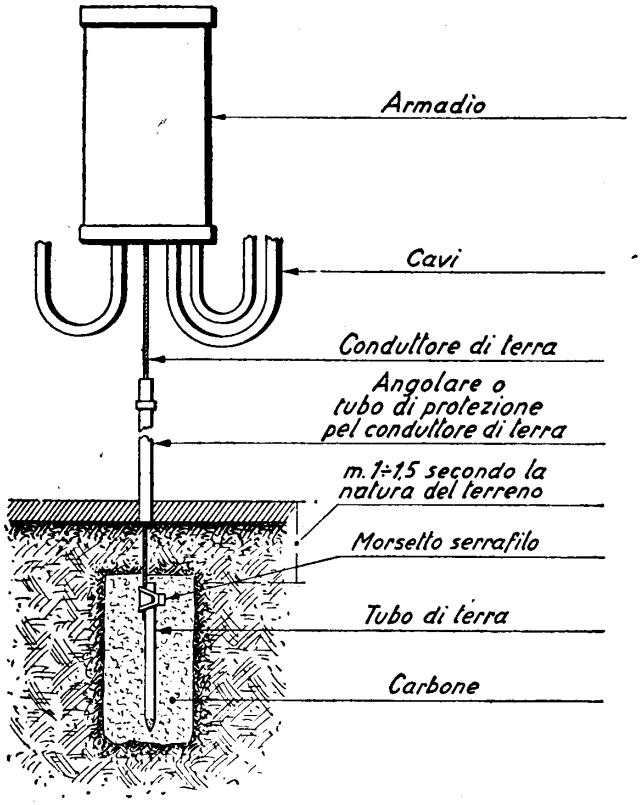
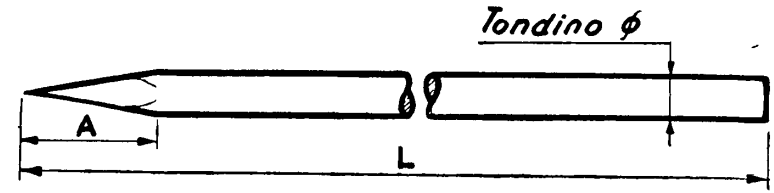
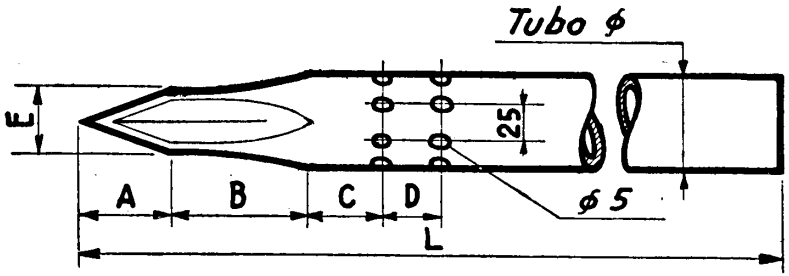


Fig. 430 – Presa di terra per armadi.



ø	L	A	kg
15	800	90	1,080
15	1200	110	1,630
25	800	90	2,650
25	1200	110	4,025

Ferro zincato



ø	L	A	B	C	D	E	kg
60	1500	60	90	50	40	45	6,500
76	1500	70	110	55	40	55	8,250

Fig. 431 – Aste e tubi di terra.

Tipo del morsetto	Per
Morsetto AT 15	Asta di terra 15/800-15/1200
Morsetto AT 25	Asta di terra 25/800-25/1200
Morsetto TT 60	Tubo di terra 60/1500
Morsetto TT 76	Tubo di terra 76/1500

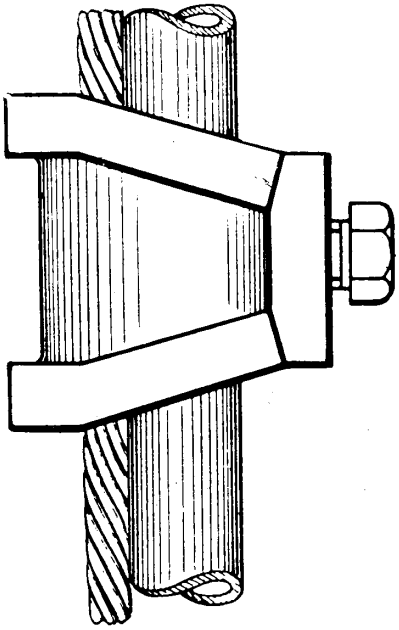


Fig. 432 - Morsetti serrafilo per prese di terra.

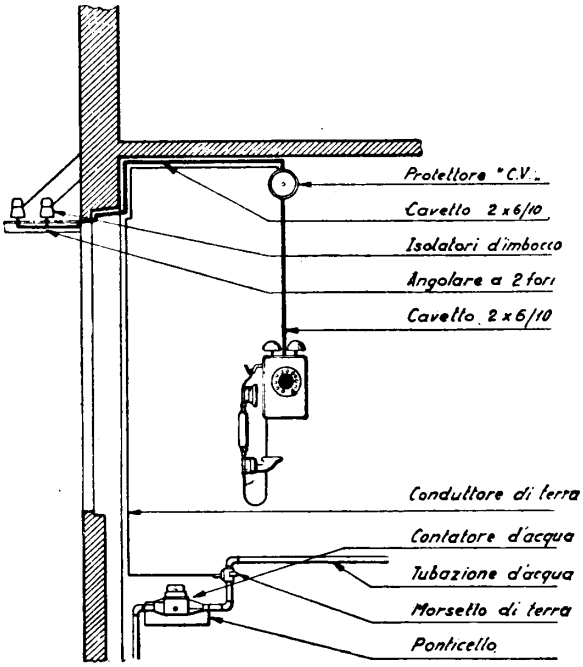


Fig. 433.

Presa di terra per abbonato su condutture d'acqua.

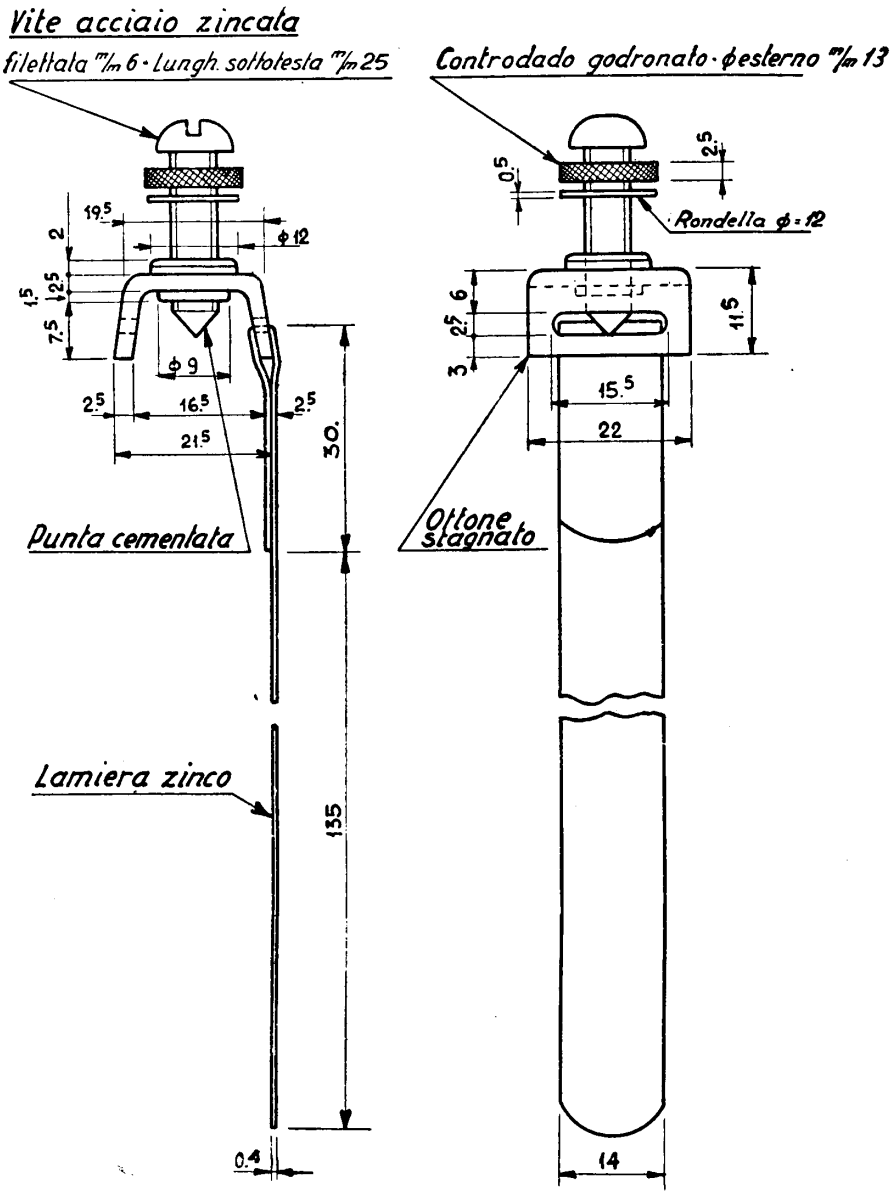


Fig. 434 – Morsetto di terra.

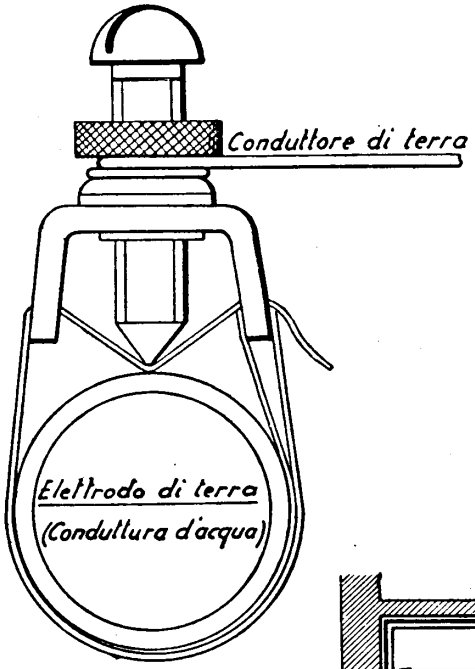


Fig. 435.

Uso del morsetto di terra.

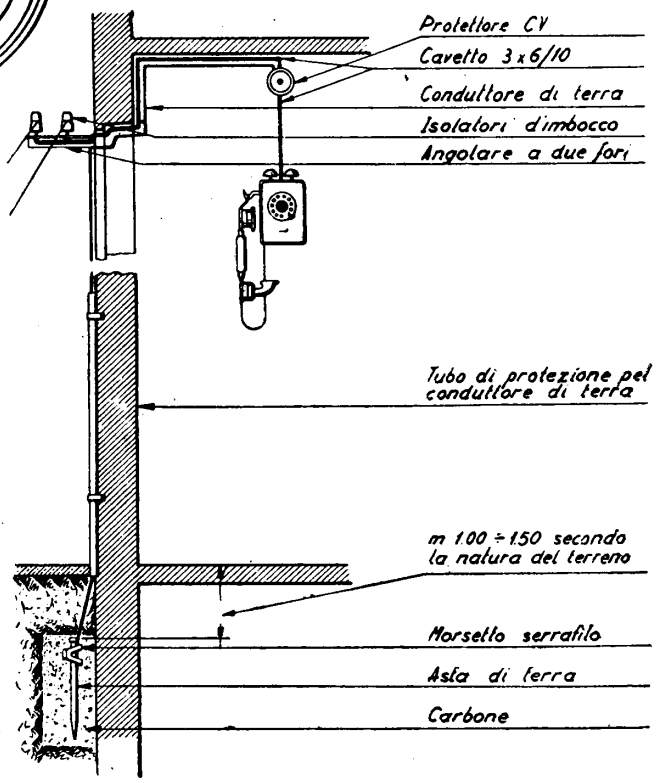


Fig. 436.

Presa di terra per abbonato nel caso in cui manchi una conduttura d'acqua.

nel caso di terra delle centrali, e a 50 ohm per la terra degli impianti d'abbonato (duplex, protettori).

Se il terreno è roccioso, non essendo possibile andare in profondità si usano come elettrodi di terra reti metalliche a maglie molto fitte, che si distendono appena sotto lo strato di terra vegetale, inumidito il più sovente possibile (*terre superficiali*).

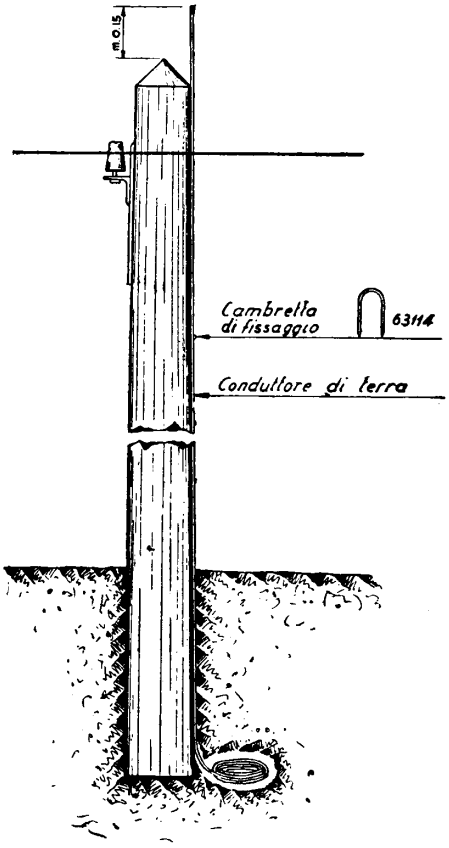


Fig. 437 – Parafulmine per palo.

Nelle figg. 425 e 426 sono indicati due modi di realizzare la presa di terra di esercizio per centrali.

Nella fig. 427 è invece disegnata una presa di terra di esercizio per piccole centrali e posti telefonici pubblici (P. T. P.).

Le prese di protezione vengono realizzate mediante tubi od aste infissi a conveniente profondità. La fig. 428 dà l'esempio di una presa di protezione per piccola centrale o P. T. P.; la fig. 429 l'analoga presa per cassette e la fig. 430 per armadi di distribuzione.

In tutti questi casi le *aste* o *tubi di terra* sono in ferro zincato. Le dimensioni normali sono quelle indicate in fig. 431. Il tubo o l'asta viene fissato al conduttore (treccia di rame) mediante *morsetti serrafilo*, disegnati in fig. 432. Le prese di terra per impianto di abbonato vengono di solito realizzate con un collegamento all'impianto dell'acqua. I particolari sono disegnati in fig. 433. Le figg. 434 e 435 dànno il dettaglio del morsetto mediante il quale si realizza un buon contatto sulla tubazione dell'acqua.

Quando presso l'abbonato non sia possibile realizzare una presa di terra alla conduttura idrica, si ottiene lo stesso scopo mediante un'asta di terra (fig. 436).

Infine, i collegamenti di terra che si sogliono fare lungo le linee a guisa di *parafulmine*, si ottengono con un semplice conduttore interrato (fig. 437).

III. Circuiti virtuali, diafonia, fenomeni induttivi.

168. Circuiti virtuali. — Le linee interurbane risultano necessariamente molto costose; uno dei sistemi più usati per migliorarne l'utilizzazione è la formazione dei « circuiti virtuali ».

Questi circuiti si ottengono dall'insieme di due coppie contigue, sia nei cavi che nelle linee aeree, con l'ausilio di appositi trasformatori (*traslatori*) collocati alle estremità dei circuiti.

La presenza del traslatore è vantaggiosa sotto vari aspetti. Infatti:

1) serve a separare metallicamente il circuito esterno di linea dall'apparecchio o dalla centrale. Ciò costituisce un ulteriore provvedimento di sicurezza contro le sovratensioni, perchè l'induttanza del traslatore offre un impedimento alla propagazione delle sovratensioni, tanto più grande quanto più elevata è la frequenza;

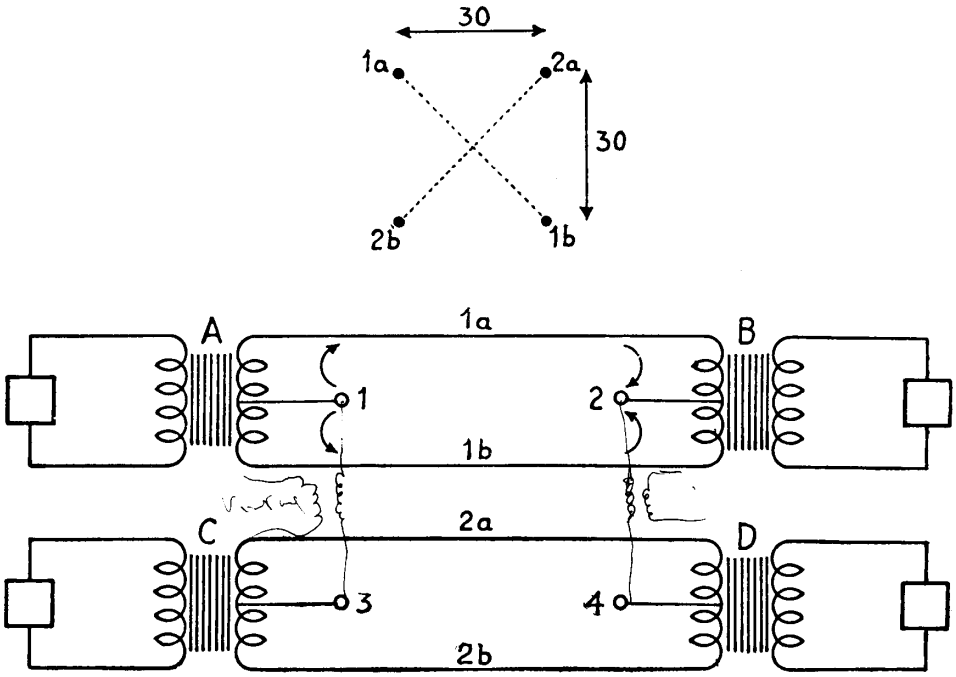


Fig. 438 *a* – Schema di una bicoppia con traslatori terminali.

2) serve ad « adattare » l'impedenza di linea a quella dell'apparecchio o della centrale, onde eliminare e ridurre le perdite di energia per riflessione (vedi n° 214);

3) serve alla formazione di circuiti telegrafici « in simultanea » (di cui non ci occuperemo);

4) serve alla *formazione del circuito virtuale*; per quest'ultimo scopo, l'avvolgimento lato linea del traslatore è diviso in due metà identiche ed il centro è accessibile dall'esterno con un apposito morsetto (punti *1*, *2*, *3*, *4*, della fig. 438 *a*).

Colleghiamo infatti fra *1* e *3*, all'estremità sinistra della linea, un terzo traslatore, come è indicato in fig. 438 *b*; altrettanto facciamo fra *2* e *4*, e supponiamo di parlare dall'apparecchio *E*. Le correnti vocali che attraversano il traslatore *E* in

un certo istante, entrano in *1* e dividendosi in parti uguali fra i fili *a* e *b* della prima coppia — poichè i due fili sono supposti identici — non dànno alcun effetto sul ricevitore collegato all'avvolgimento primario di *A*. Giunte in *B* le correnti si ricongiungono in *2*, percorrendo l'avvolgimento secondario di *F* (e agendo così sul ricevitore collegato al suo primario) e arrivano a *4*. Qui tutto avviene come per il traslatore *A*: la corrente si suddivide in due parti uguali, torna per *a* e *b* in parallelo, si riunisce in *3* ed il circuito si chiude.

Abbiamo così realizzato un collegamento nuovo fra i due estremi, servendoci come supporto delle due coppie, senza tuttavia arrecare alcun disturbo alle comunicazioni già stabilite su di esse. Come si vede, con l'impiego di due soli traslatori (oltre a quelli terminali di linea) può realizzarsi, sul supporto fisico di due circuiti

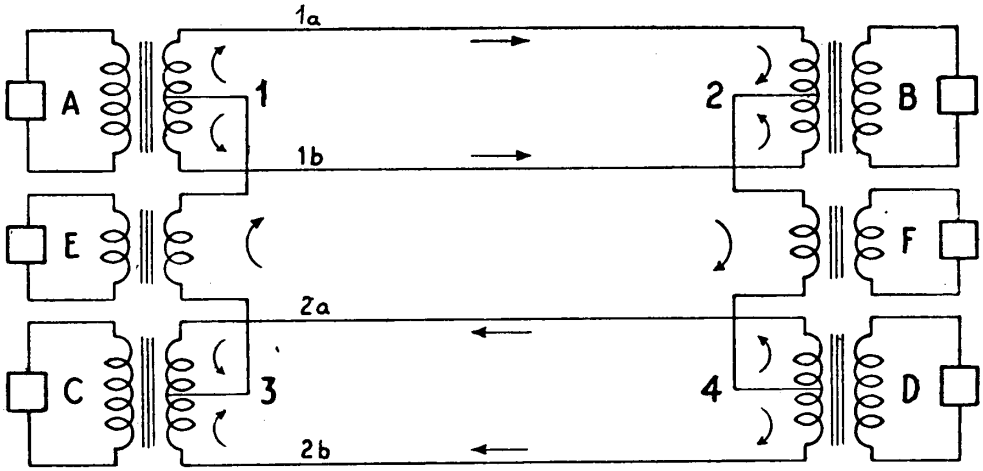


Fig. 438 *b* – Schema di una bicoppia con traslatori terminali e circuito virtuale.

metallici identici, un terzo circuito al quale viene dato il nome di circuito *virtuale* o *fantasma* (termini che esprimono figuratamente il concetto di una comunicazione che si realizza senza la necessità di un nuovo doppino).

Il virtuale è di regola impiegato, come si è detto, nelle linee interurbane, perchè con questo sistema si ottiene un aumento del 50 % nel numero dei circuiti. Rispetto ai circuiti reali che lo costituiscono, il virtuale presenta, poi, un'attenuazione alquanto minore, poichè impiega una sezione di rame doppia. Il virtuale, perciò, è un circuito particolarmente adatto per le più lunghe distanze.

Per poter dare un buon servizio senza recare disturbo alle comunicazioni che si svolgono sui reali, il circuito virtuale deve essere ottenuto dall'unione di due doppini rispondenti a particolari requisiti, e cioè:

a) devono essere identiche le caratteristiche fisiche ed elettriche: materiale conduttore, diametro, isolamento, resistenza ohmica di ciascuno dei fili componenti;

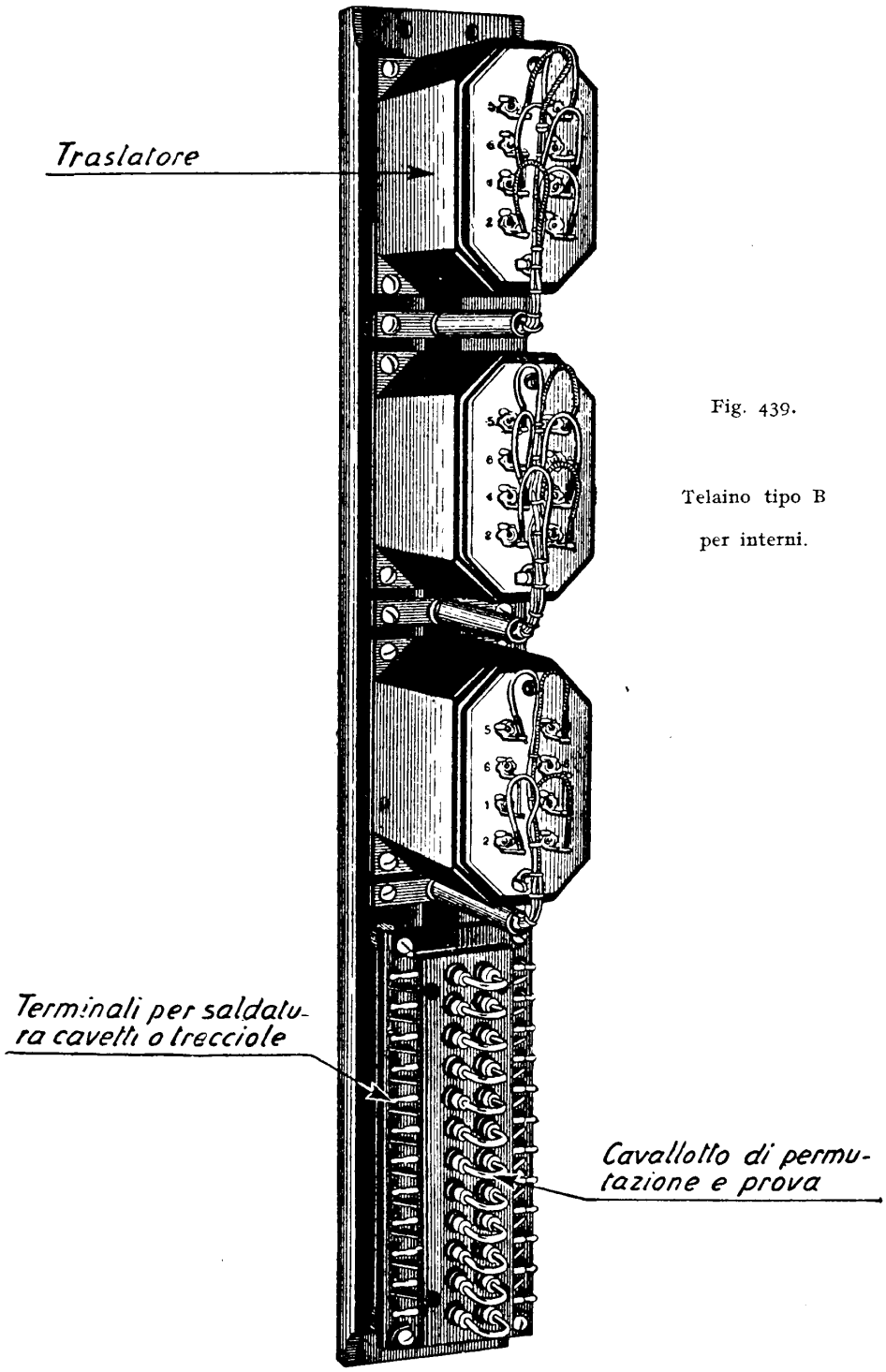


Fig. 439.

Telaino tipo B per interni.

b) i conduttori di ciascuno dei due circuiti reali devono essere disposti, rispetto a quelli dell'altro circuito, in modo che l'influenza elettrica reciproca dia al termine della linea una tensione risultante nulla.

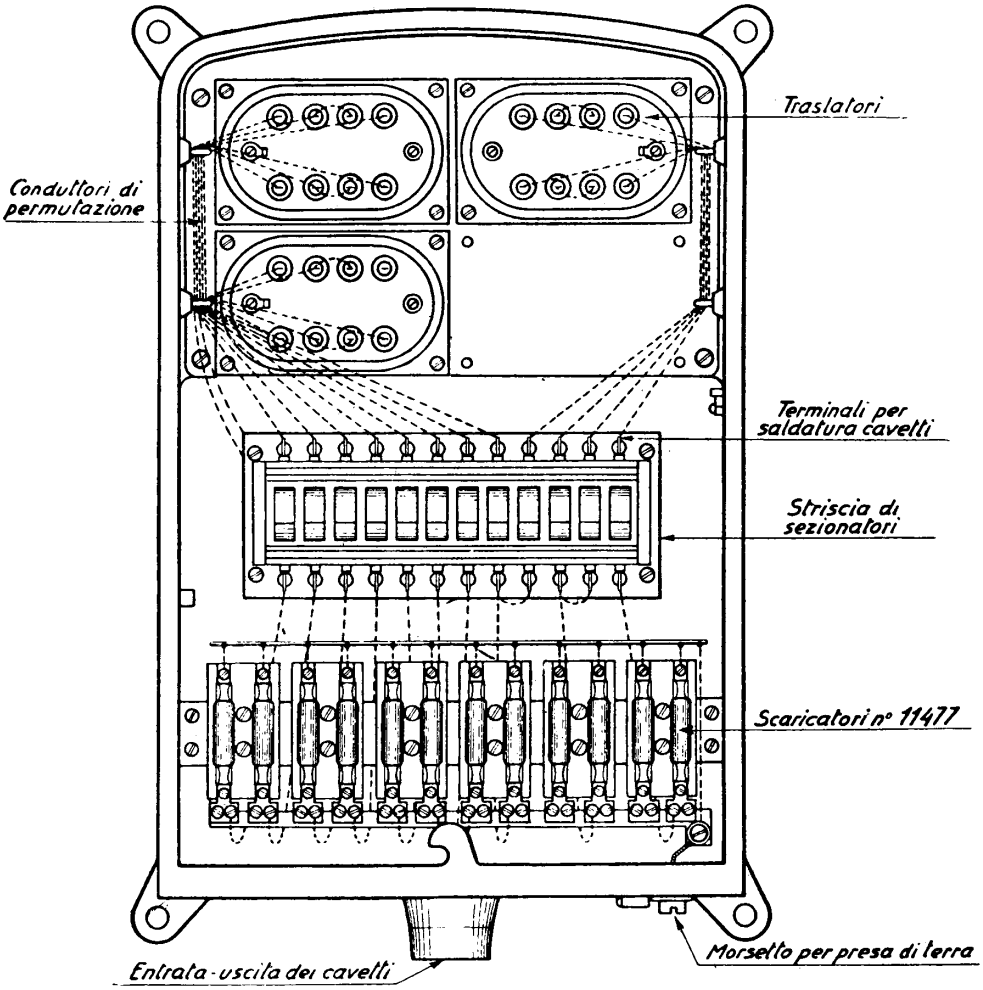


Fig. 440 *a* – Cassetta per virtuali 2 R. V.

Secondo il sistema seguito per le linee aeree in Italia si ottiene ciò collocando i quattro conduttori di una bicoppia ai vertici di un quadrato (solitamente di 30 cm di lato), ed utilizzando per ciascuna coppia i due conduttori opposti in diagonale. Le due coppie risultano in tal modo giacenti in piani ortogonali e — se le distanze sono rigorosamente mantenute costanti — la reciproca influenza è nulla (vedi n° 179).

Quando le linee interurbane aeree fanno capo direttamente alle centrali, i traslatori terminali e quelli per la formazione dei virtuali sono disposti in apposite incastellature, alle quali arrivano da un lato i fili di linea e dall'altro i collegamenti di centrale. La fig. 439 rappresenta un telaino normalizzato, da disporre all'interno delle centrali, sopra apposite intelaiature.

Se le linee aeree terminano alla periferia dell'abitato — come sovente accade — speciali cassette, contenenti l'equipaggiamento per una bicoppia completa (tra-

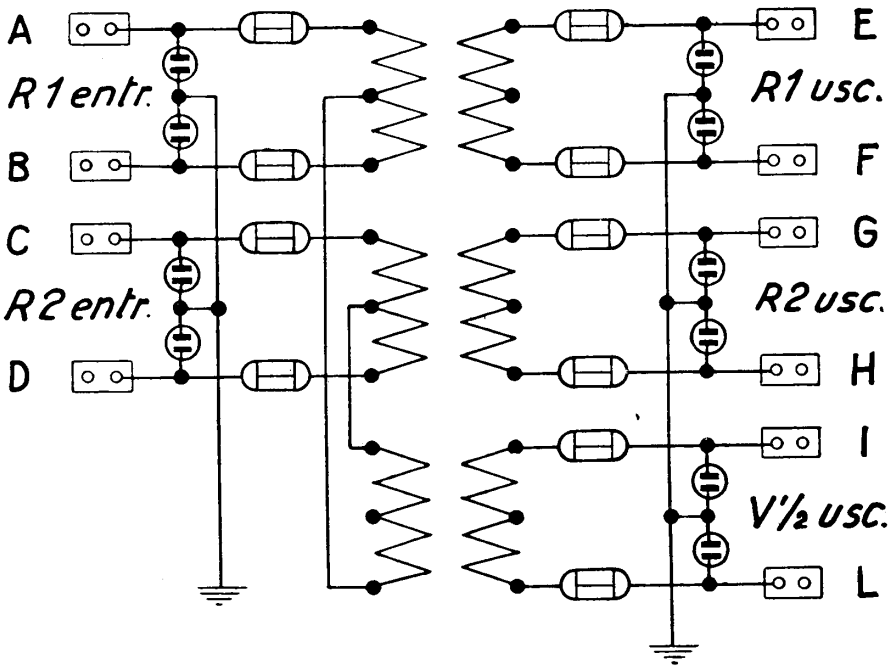


Fig. 440 *b* – Impiego della cassetta 2 R. V. al termine di una bicoppia.

slatori, morsetti di giunzione, protettori e cavallotti per il sezionamento e controllo delle linee) sono fissate all'ultimo palo della linea, al quale arriva il cavo che collega le uscite dei traslatori alla centrale.

Una cassetta normalizzata nel gruppo STET è disegnata in fig. 440 *a*. Le figg. 440 *b* e 440 *c* mostrano due diverse possibilità d'impiego della cassetta *2RV* Il primo schema indica come due circuiti reali ed uno virtuale (a sinistra) vengono traslati in tre circuiti fisici, eventualmente in cavo, per essere portati in centrale. Si noti ad entrambi i lati dei traslatori, la protezione di valvole.

Il secondo schema indica il modo per sezionare, lungo una linea, la bicoppia, ottenendo il proseguimento diretto dei due circuiti reali (da sinistra a destra), mentre i due circuiti virtuali fanno capo al punto considerato, uno

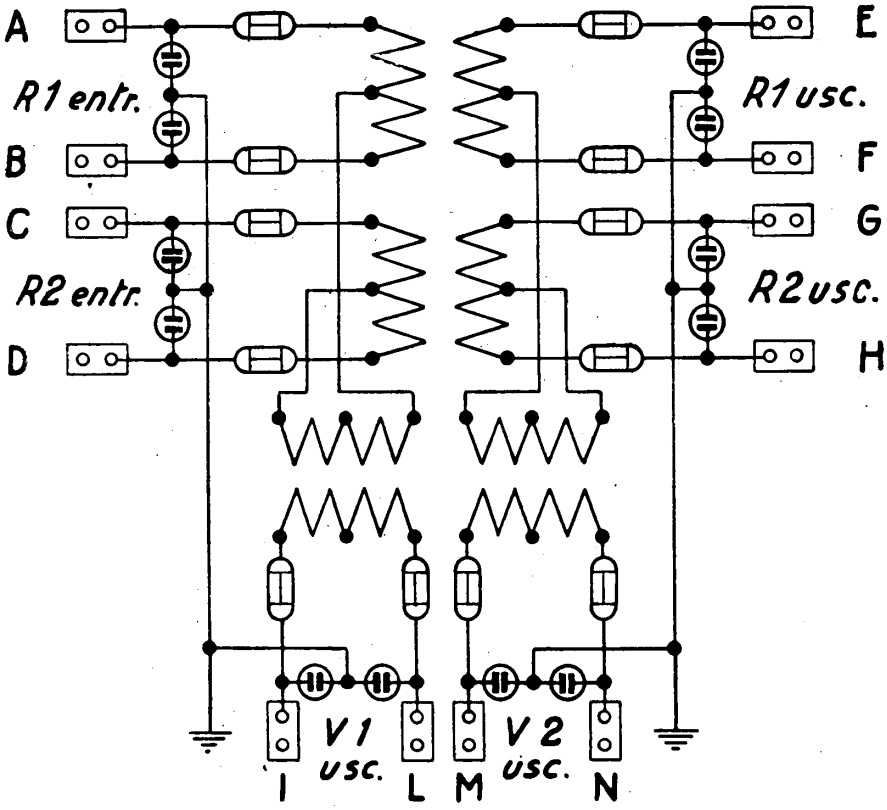


Fig. 440 *c* – Impiego della cassetta 2 R. V. per sezionare il circuito virtuale in un punto intermedio.

verso sinistra, l'altro verso destra. In questo secondo schema si impiegano quattro traslatori.

169. Induzione fra circuiti o « diafonia ». — La prossimità dei circuiti in una palificazione fa sì che, per accoppiamento magnetico e capacitivo, una parte dell'energia circolante in un doppino sotto forma di correnti telefoniche possa trasferirsi nei doppini vicini, provocando il disturbo noto col nome di *diafonia*. Il fenomeno si presenta anche nei collegamenti in cavo, e dà luogo a disturbi analoghi. In vista di chiarire i procedimenti che si adottano sulle linee aeree per ridurre la diafonia, tratteremo nei numeri seguenti l'argomento con un certo dettaglio, anticipando su quanto in proposito interessa anche la costruzione dei collegamenti a lunga distanza in cavo, ed usando grandezze ed espressioni che verranno definite nel capitolo dedicato alla trasmissione.

Consideriamo, dunque (fig. 441 *a*), due circuiti paralleli, indefinitamente lunghi e supponiamo che le distanze r tra i fili (comunque disposti) rimangano invariate

lungo tutto il percorso, cioè che la sezione trasversale della linea si mantenga costante.

L'induzione che il primo circuito (*inducente*) produce sul secondo (*indotto* o *disturbato*) può essere analizzata matematicamente; noi ci accontenteremo di trattare in modo elementare l'argomento per arrivare ai risultati fondamentali.

Consideriamo una breve sezione di linea, presa a distanza x dall'origine e di lunghezza unitaria (1 metro). I due circuiti, inducente ed indotto, possono avere posizione reciproca qualunque, come è indicato in fig. 441 *b*; la posizione però deve rimanere, come si è detto, invariata lungo tutto il percorso.

Il tratto considerato si immagina terminato, a ciascuna delle estremità dei due circuiti, dalla impedenza caratteristica, uguale per i due circuiti, **Z** (fig. 441 *c*); con ciò (n° 220) il regime delle tensioni e delle correnti sul tratto di 1 metro non cambia rispetto a quello che si ha sullo stesso tratto della linea completa. La tensione $\mathbf{V}_1$ (volt) applicata all'origine del circuito *1* (che si assume come circuito inducente) si riduce ad una tensione $\mathbf{V}_{1x}$ all'entrata dell'elemento, i due fili del quale sono percorsi dalla corrente $\mathbf{I}_{1x}$ (ampere); si ha ancora

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{V}_{1x}}{\mathbf{I}_{1x}} \text{ (ohm).} \tag{169-1}$$

La corrente che percorre uno dei conduttori della coppia inducente genera su ciascun filo dell'altra coppia, per l'accoppiamento magnetico (che, per una lunghezza unitaria, è uguale al coefficiente di mutua induzione m) una f. e. m. longitudinale e.

Tale f. e. m. è data da

$$e = -m \frac{d\,\mathbf{I}}{d\,t} = -j\,\omega\,m\,\mathbf{I}_{1x} \text{ volt} \tag{169-2}$$

(con m in henry ed $\mathbf{I}$ in ampere) ed il coefficiente m fra due fili qualunque da

$$m = 2 \log_e \frac{r}{d/2}\, 10^{-7} \text{ henry/metro} \tag{169-3}$$

dove: d = diametro dei conduttori, ed r = distanza fra due fili data dalla fig. 441 *b*.

Tenendo presenti i versi delle correnti istantanee nei conduttori, stabiliti arbitrariamente (fig. 441 *b*) si può determinare il coefficiente risultante di mutua induzione fra (*1*) e (*2*), che è dato da:

$$m = m_{ac} - m_{ad} - m_{bc} + m_{bd} = 2 \log_e \frac{r_{ac} \cdot r_{bd}}{r_{ad} \cdot r_{bc}}\, 10^{-7} \text{ henry/metro} \tag{169-4}$$

il quale introdotto nella (169-2) dà il valore della f. e. m. indotta per ogni metro del circuito (*2*) dalla corrente $\mathbf{I}_{1x}$ che percorre (*1*):

$$e_{2x}' = 2\,j\,\omega\,\mathbf{I}_{1x} \log_e \frac{r_{ad} \cdot r_{bc}}{r_{ac} \cdot r_{bd}}\, 10^{-7} \text{ volt/metro}$$

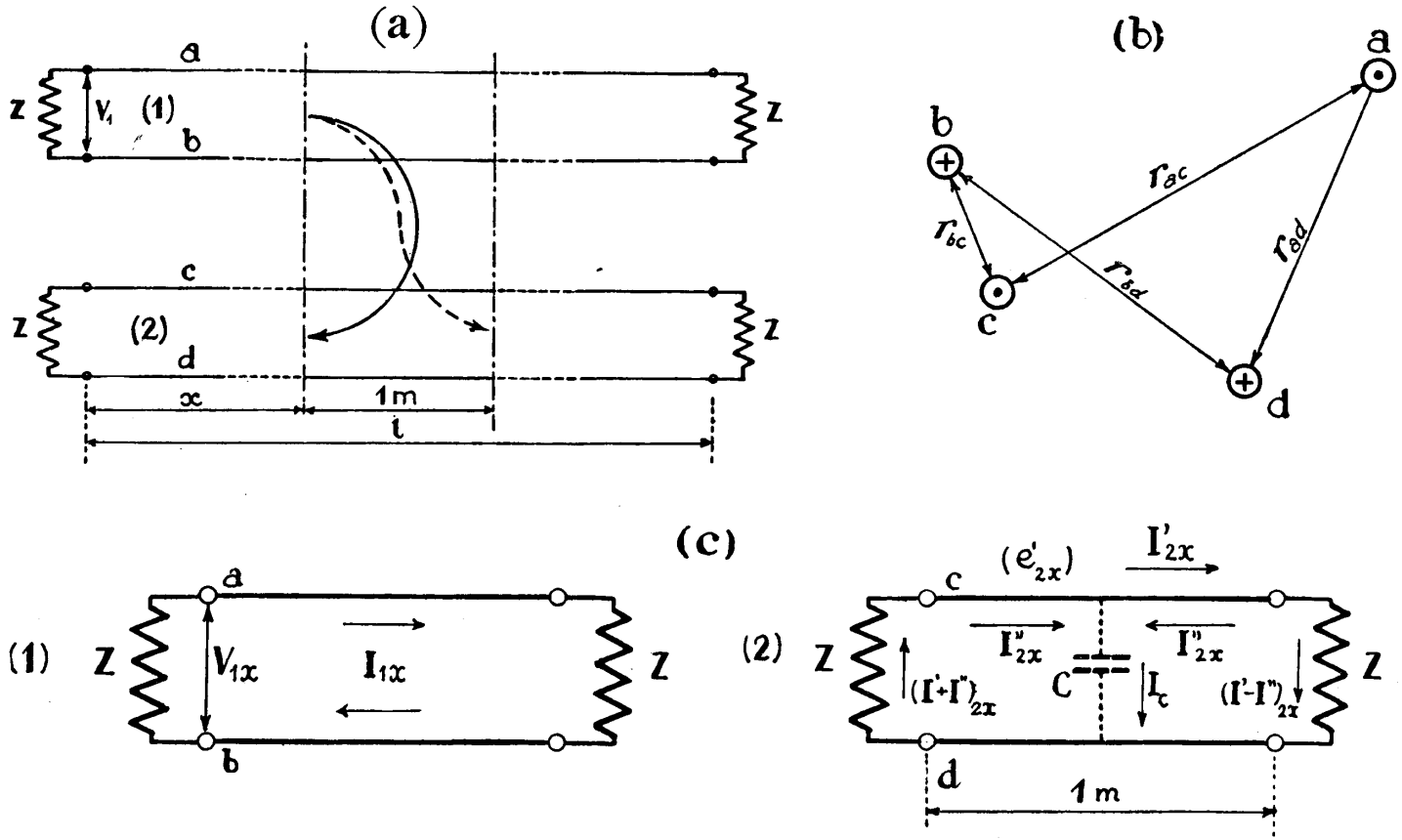


Fig. 441 – Induzione fra due circuiti paralleli.

(dove il segno del 2° membro è stato reso positivo invertendo la frazione sotto il segno di logaritmo) od anche, per la (169-1):

$$e_{2x}' = 2\, j\, \omega \frac{\mathbf{V}_{1x}}{\mathbf{Z}} \log_e \frac{r_{ad} \cdot r_{bc}}{r_{ac} \cdot r_{bd}}\, 10^{-7} \text{ volt/metro.} \tag{169-5}$$

La corrente indotta per ogni metro del circuito (2), dato che e_{2x}' è applicata su di un carico 2 **Z** (fig. 441 *c*) risulta

$$\mathbf{I}_{2x}' = j\, \omega \frac{\mathbf{V}_{1x}}{\mathbf{Z}^2} \log_e \frac{r_{ad} \cdot r_{bc}}{r_{ac} \cdot r_{bd}}\, 10^{-7} \text{ ampere/metro.} \tag{169-6}$$

Contemporaneamente le cariche elettriche che percorrono i conduttori del circuito inducente, generano per l'accoppiamento elettrostatico (che per una lunghezza unitaria è uguale alla capacità C) delle d. d. p. fra tali conduttori e quelli della coppia indotta.

La capacità C è data (riferimento formula 216-9) da

$$C = \frac{10^{-9}}{36 \log_e \dfrac{r}{d/2}} \text{ farad/metro} \tag{169-7}$$

con r e d come nella (169-3); per cui l'accoppiamento elettrostatico risultante fra (1) e (2), per effetto della presenza di cariche in a e b, sarà (conto tenuto anche questa volta dei versi della fig. 441 *b*):

$$C = \frac{10^{-9}}{36} \left(\frac{1}{\log_e \dfrac{r_{ac}}{d/2}} - \frac{1}{\log_e \dfrac{r_{ad}}{d/2}} - \frac{1}{\log_e \dfrac{r_{bc}}{d/2}} + \frac{1}{\log_e \dfrac{r_{bd}}{d/2}} \right)$$

$$\cong \frac{10^{-9}}{36} \frac{1}{\left(\log_e \dfrac{r_m}{d/2} \right)^2} \log_e \frac{r_{ad} \cdot r_{bc}}{r_{ac} \cdot r_{bd}} \text{ farad/metro}$$

con
$$r_m = \frac{r_{ad} + r_{bc} + r_{ac} + r_{bd}}{4}.$$

Nel caso delle comuni linee aeree, si ha $r_m = 0{,}30$ m; $d = 0{,}003 \sim 0{,}002$ m per cui risulta: $36 \left(\log_e \dfrac{r_m}{d/2} \right)^2 \cong 10^3$, e quindi

$$C \cong \log_e \frac{r_{ad} \cdot r_{bc}}{r_{ac} \cdot r_{bd}}\, 10^{-12} \text{ farad/metro.} \tag{169-8}$$

La corrente che si stabilisce attraverso questo accoppiamento elettrostatico risultante, a causa della tensione $\mathbf{V}_{1x}$, è data da:

$$\mathbf{I}_c = j\,\omega\,\mathbf{V}_{1x}\,C = j\,\omega\,\mathbf{V}_{1x}\log_e \frac{r_{ad}\cdot r_{bc}}{r_{ac}\cdot r_{bd}}\,10^{-12} \text{ ampere/metro}$$

e questa corrente si divide, in parallelo, sui due rami di linea a sinistra ed a destra dando luogo in ciascuno ad una corrente

$$\mathbf{I}_{2x}'' = j\,\omega\,\frac{\mathbf{V}_{1x}}{2}\log_e \frac{r_{ad}\cdot r_{bc}}{r_{ac}\cdot r_{bd}}\,10^{-12} \text{ ampere/metro.} \qquad (169\text{-}9)$$

Osservando la fig. 441 *c* si constata che, stabilendo arbitrariamente che uno dei fili del circuito indotto, in un certo istante, sia a potenziale maggiore dell'altro (per esempio il filo *c*), risulterà che all'estremo di sinistra le due correnti $\mathbf{I}_{2x}'$ ed $\mathbf{I}_{2x}''$ (indotte per accoppiamento magnetico e capacitivo rispettivamente) si sommano, mentre all'estremo di destra si sottraggono. Se invece si fosse supposto *d* a potenziale più alto, si invertirebbe il senso di tutte le correnti, ed il risultato sarebbe lo stesso.

La differenza fra la (169-6) e la (169-9):

$$\mathbf{I}_{2x}' - \mathbf{I}_{2x}'' = j\,\omega\,\mathbf{V}_{1x}\log_e \frac{r_{ad}\cdot r_{bc}}{r_{ac}\cdot r_{bd}}\left(\frac{1}{\mathbf{Z}^2} - \frac{10^{-5}}{2}\right)\cdot 10^{-7} \text{ ampere/metro} \qquad (169\text{-}10)$$

dà la corrente risultante all'estremità di destra.

Essa si annulla nel caso in cui:

$$\frac{1}{\mathbf{Z}^2} = \frac{1}{2\times 10^5}$$

cioè per

$$\mathbf{Z} = 400 \div 500 \text{ ohm} \qquad (169\text{-}11)$$

valori dello stesso ordine di grandezza di quelli riscontrabili sulle linee aeree.

Poichè i due circuiti sono costituiti da una serie di elementi identici a quelli di lunghezza unitaria presi in considerazione fin qui, i cui effetti (naturalmente variabili con continuità lungo la linea) si sovrappongono in successione regolare [1], si può concludere che, per quanto riguarda le linee aeree:

---

[1] Per ottenere il valore effettivo delle correnti indotte ai due estremi del circuito (2) bisognerebbe moltiplicare le (169-9) e (169-6) per dx ed integrare per la lunghezza l della linea, tenendo presente la variabilità di $\mathbf{V}_{1x}$ in funzione di x. La funzione $\mathbf{V}_1(x)$ è però tutt'altro che semplice, perchè, come si vedrà al Cap. XIII, dipende dalle caratteristiche elettriche e geometriche della linea; inoltre, se la posizione dei fili varia, l'integrale si fraziona in tanti integrali separati quanti sono i tratti lungo i quali la sezione trasversale, e cioè la posizione dei fili, rimane costante.

— sul circuito disturbato *si manifesta* alla estremità vicina (cioè alla *stessa* estremità alla quale è collocato, sul circuito disturbante, l'apparecchio che produce la tensione $\mathbf{V}_1$) una corrente di disturbo, causa di diafonia in un ricevitore che sia ivi collegato. A questa *diafonia vicina*, si dà il nome di *paradiafonia*;

— alla estremità lontana della linea disturbata (cioè all'estremo della linea *opposto* a quello in cui è collegato l'apparecchio che produce $\mathbf{V}_1$) *non si manifesta diafonia lontana* o *telediafonia*, perchè l'induzione elettrostatica e quella magnetica si compensano.

Teoricamente, quindi, il parallelismo fra due circuiti aerei, di cui uno alimentato ad un estremo, dà luogo sull'altro circuito a sola paradiafonia.

A questo risultato siamo pervenuti accettando, successivamente, tre ipotesi:

a) La prima è stata che le due impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ dei due circuiti, inducente ed indotto, fossero uguali. Questa ipotesi è valida anche per la diafonia fra circuiti reali in cavo (purchè dello stesso tipo); non è valida per la diafonia virtuale-reale sia sulle linee aeree che sui cavi. C'è perciò da aspettarsi una certa corrente di telediafonia, tanto sul primo che sul secondo tipo di linee, fra reali e virtuali, di entità però alquanto minore di quella riscontrabile per paradiafonia.

b) Si è poi verificato che sulle linee aeree il fattore $36\left(\log_e \frac{r_m}{d/2}\right)^2$ è prossimo al valore 10^3. Sui cavi, r_m scende a valori che sono al massimo $4 \div 5$ volte più grandi di $d/2$, e non 200 volte. Per $r_m = 3$ mm, e $d/2 = 0{,}5$ mm, il fattore numerico di cui sopra diventa dell'ordine di 10^2. Ciò significa che sui cavi le correnti indotte per capacità sono circa 10 volte più grandi che sulle linee aeree, e prevalgono perciò nettamente su quelle indotte per accoppiamento magnetico. Paradiafonia e telediafonia, nei cavi, raggiungono quindi lo stesso ordine di grandezza, pur conservandosi la seconda leggermente inferiore.

c) Infine, quando $\mathbf{Z}$, impedenza caratteristica, scende a valori più bassi di quelli normali (che sono dell'ordine delle centinaia di ohm) riducendosi all'ordine di grandezza delle diecine (il che avviene col crescere delle frequenze) la corrente $\mathbf{I}_{2x}'$, indotta per accoppiamento magnetico, si fa prevalente su $\mathbf{I}_{2x}''$ (che è praticamente indipendente dalla impedenza caratteristica $\mathbf{Z}$), e la telediafonia per le alte frequenze non può più ritenersi nulla, pur conservando valori inferiori a quelli di paradiafonia.

Ma oltre a queste ragioni teoriche, altre ve ne sono, che permettono il formarsi della telediafonia anche sulle linee aeree: se $\mathbf{Z}$ è l'impedenza caratteristica della linea *1* e della linea *2*, è noto (n° 214) che l'apparecchio sul quale la linea è chiusa all'estremità deve avere la medesima impedenza $\mathbf{Z}$ se si vuole evitare la *riflessione* di una parte dell'energia. Questo principio porta il nome di *adattamento* dell'impedenza dell'apparecchio a quella della linea (vedi n^i 214-*f* e 243). Anche teoricamente, però, l'adattamento non può essere esatto che ad una sola frequenza (ci si riferisce, come è noto, alla frequenza di 800 Hz). Ne consegue che, in generale, l'impedenza $\mathbf{Z}'$ dell'apparecchio non è esattamente la stessa di quella $\mathbf{Z}$ della linea, ed una certa *corrente di riflessione* $\mathbf{I}_r$ trae origine dall'estremità lontana della linea, in direzione dell'estremità di partenza (fig. 442 *a*).

Questa corrente causa diafonia all'estremità lontana della linea indotta, e si manifesta come telediafonia. Inoltre, la corrente di paradiafonia che arriva alla estremità vicina del circuito disturbato, si riflette, per le stesse ragioni, in parte verso l'estremità lontana, dandovi luogo ancora a telediafonia, e poichè il percorso

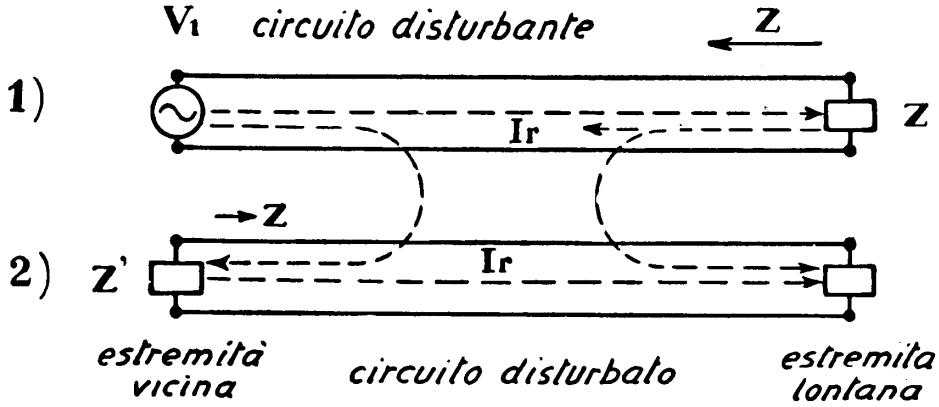


Fig. 442 *a* – Formazione della telediafonia per riflessione.

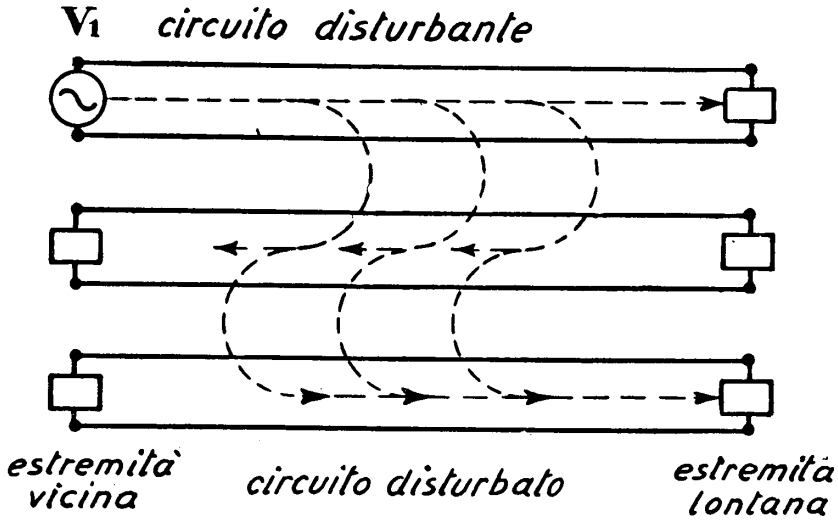


Fig. 442 *b* – Formazione della telediafonia per doppia diafonia.

totale è uguale, le due correnti I_r arrivano in fase all'estremità lontana di (2), ed i loro effetti si sommano.

Per riflessioni successive, si può continuare indefinitamente; i vari termini però risultano sempre più attenuati e, quindi, sono generalmente trascurabili dopo il primo.

Una seconda causa di telediafonia (secondaria rispetto alla precedente) è la cosiddetta *doppia diafonia* che deriva dalla presenza di altri circuiti sulla medesima linea. Infatti (fig. 442 *b*) la corrente di paradiafonia indotta su di un terzo circuito si comporta, rispetto al circuito disturbato, come una corrente in partenza dall'estremo lontano, e quindi dà luogo ad un effetto di telediafonia. Ogni circuito presente porta il suo contributo, con risultante non sempre trascurabile. Sono da considerare come circuiti differenti a questo effetto, anche i virtuali, per cui la doppia diafonia ha luogo anche quando si ha a che fare con una sola bicoppia.

Dall'insieme di tutte le cause che abbiamo passato in rassegna deriva che la telediafonia, pur assumendo in genere una importanza relativamente minore (specie sulle linee aeree) è sempre presente insieme alla paradiafonia. Nei cavi pupinizzati, la non omogeneità, causa di riflessioni multiple nei « punti pupin », accentua la telediafonia, che raggiunge lo stesso ordine di grandezza della paradiafonia.

L'effetto disturbante sarà dunque, nei vari casi, diverso e dipendente da cause molteplici, fra cui la lunghezza del tratto di coesistenza dei due circuiti. Poichè ciascuno di essi presenta, infatti, una determinata attenuazione, nel caso della paradiafonia, la massima parte dell'energia disturbatrice si trasferisce da un circuito all'altro nella parte iniziale (a sinistra della fig. 443 *a*): la corrente si va attenuando lungo la linea disturbatrice (verso destra) e la energia che ancora passa nella parte estrema, nella quale la corrente inducente è già attenuata, si attenua ulteriormente per tornare al ricevitore (verso sinistra). La paradiafonia, pertanto, dipende relativamente poco dalla lunghezza della linea al di là di un certo limite. La telediafonia, come si è visto, dipende soprattutto dalle irregolarità sia di costruzione che di terminazione, e risente notevolmente della lunghezza del circuito (vedi fig. 443 *b*).

Per la pratica delle misure ha interesse una classificazione della diafonia in base alla specie dei circuiti coesistenti. Poichè nelle linee interurbane è sempre utilizzato il circuito virtuale, si debbono tener presenti le seguenti possibilità di diafonia:

— *fra bicoppie e quadrati diversi*:

diafonia fra i *reali* della bicoppia *1* ed i *reali* della bicoppia *2* (quattro combinazioni possibili);

diafonia fra il *virtuale* della bicoppia *1* e ciascuno dei *reali* della bicoppia *2* e viceversa (quattro combinazioni possibili);

diafonia fra il *virtuale* della bicoppia *1* ed il *virtuale* della bicoppia *2* (una combinazione);

— *entro una bicoppia*:

diafonia fra *reale* e *reale* (una combinazione);

diafonia fra ciascuno dei *reali* ed il *virtuale* (due combinazioni possibili).

170. Misura della diafonia. — Tanto la tele- che la paradiafonia, si presentano come una corrente di disturbo in arrivo al ricevitore, causata da una certa corrente principale disturbatrice. La diafonia si può dunque misurare, in senso relativo, come il rapporto di queste due correnti.

Con riferimento alla fig. 443 *a* il rapporto fra la corrente I_p alla estremità del circuito disturbato e la corrente I_a alla estremità contigua del circuito disturbante, misura la paradiafonia. Ed analogamente (fig. 443 *b*) il rapporto fra I_t, corrente alla estremità opposta del circuito disturbato, ed I_a, misura la telediafonia.

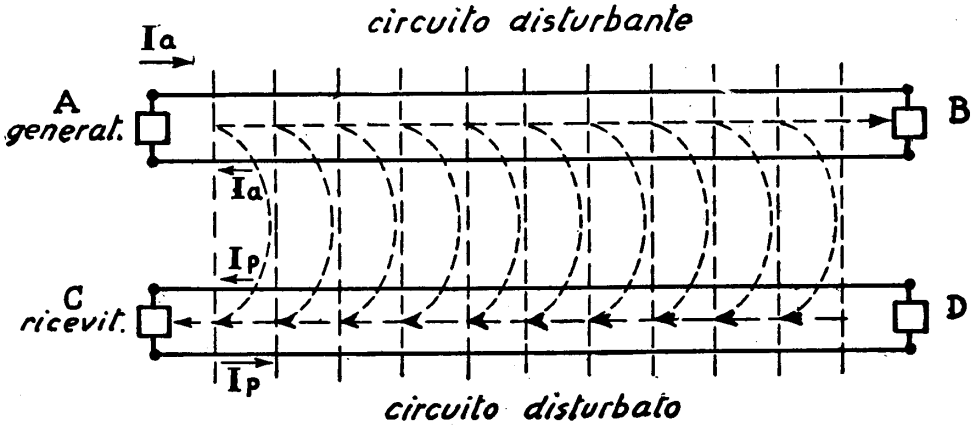


Fig. 443 *a* – Paradiafonia.

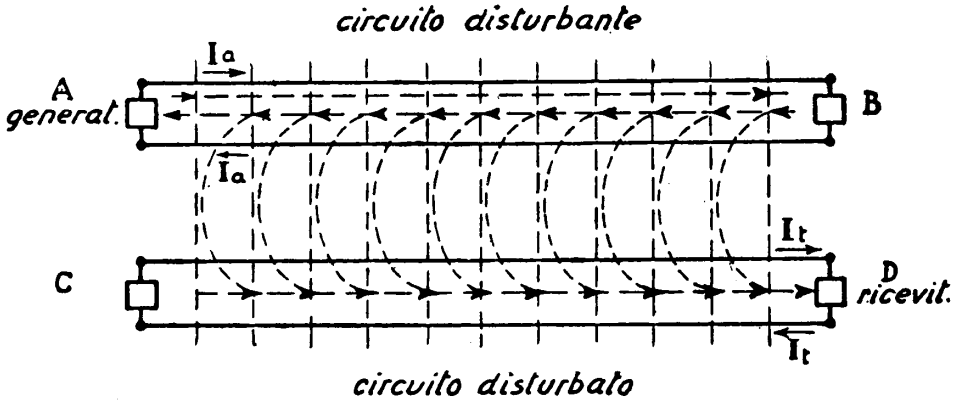


Fig. 443 *b* – Telediafonia.

Poichè questi due rapporti risultano espressi da numeri troppo piccoli, è più comodo riferirsi a grandezze da essi derivate.

La tecnica americana e quella inglese usano un multiplo, ottenuto moltiplicando i predetti rapporti per 10^6, al quale si dà il nome di *unità di diafonia* (cross-talk). La tecnica europea fa invece uso della *attenuazione di diafonia*, espressa in *neper* o *decibel*, a seconda che si faccia uso dei logaritmi naturali o decimali; cioè si ha (vedi n° 17):

— attenuazione di paradiafonia:

$$b_p = \log_e (I_a/I_p) \text{ neper} = 20 \log_{10} (I_a/I_p) \text{ dbel} \qquad (170\text{-}1)$$

— attenuazione di telediafonia:

$$b_t = \log_e (I_a/I_t) \text{ neper} = 20 \log_{10} (I_a/I_t) \text{ dbel.} \qquad (170\text{-}2)$$

Conoscendo l'attenuazione di diafonia b in neper, si ottiene il corrispondente numero di unità di cross-talk mediante la relazione

$$n = 10^6/e^b \qquad (170\text{-}3)$$

per cui, più grande è l'attenuazione di diafonia, più piccolo il numero delle unità di cross-talk.

Inversamente, dato il numero n di unità di cross-talk, si ottengono i corrispondenti neper di attenuazione di diafonia con la formula

$$b = \log_e (10^6/n) = 13{,}8 - \log_e n. \qquad (170\text{-}4)$$

Dalle definizioni di cui sopra discende il metodo di misura della diafonia. Dati due circuiti coesistenti, si collega l'estremità vicina del circuito disturbante ad un generatore. Per le misure ordinarie si fa uso di un ronzatore il quale fornisce un miscuglio di frequenze simile, come composizione, alla voce umana media. Per le misure in alta frequenza si impiega un oscillatore a valvole. Di questo generatore sono note la potenza ed il valore della tensione e della corrente erogata su di un carico pari alla impedenza normale di linea (600 ohm). Si collega poi uno strumento ricevitore, avente 600 ohm di impedenza all'entrata, all'estremità vicina o a quella lontana della linea disturbata, onde misurare la para- o la telediafonia. Il valore dell'energia immessa nella linea disturbante viene tenuto ad un livello fisso predeterminato, e lo strumento indica direttamente il rapporto con l'energia ricevuta. Questa indicazione può essere data in unità di cross-talk oppure in neper. Generalmente il diafonometro comprende, oltre allo strumento rivelatore ed ai dispositivi per la taratura, anche un commutatore multiplo che permette rapidamente di conoscere i vari valori di diafonia per tutte le combinazioni (reale-reale, virtuale-reali) dei circuiti in una bicoppia, e fra due bicoppie diverse.

171. Induzione fra linee telefoniche e linee di energia (interferenza). — Una linea telefonica può ricevere disturbi di carattere elettrico anche dalle linee per il trasporto di energia che corrono parallelamente ad essa.

Le linee di energia possono essere:

— a corrente continua (per l'alimentazione di ferrovie, tramvie o filobus), con ritorno più o meno grande di corrente attraverso la terra;

— a corrente alternata, monofase o trifase, con o senza il neutro a terra.

Le linee a corrente continua, mentre sono fonti di gravi preoccupazioni per

l'esercizio e la manutenzione dei cavi sotterrati, perchè (n° 152) i parallelismi ed incroci con esse dànno luogo a corrosione elettrolitica del mantello di piombo, non producono (per le trasmissioni ordinarie in bassa frequenza) disturbi induttivi di entità rilevante, se vengono prese le necessarie precauzioni onde evitare l'immissione in linea delle armoniche prodotte dai generatori (e, specialmente, dai raddrizzatori o mutatori) mediante l'impiego di filtri.

Le linee a corrente alternata, se corrono parallelamente a linee aeree od in cavo, a distanza più o meno grande, dànno invece luogo a fenomeni di induzione.

a) *Induzione elettrostatica.* — Sia E un conduttore della linea di energia a potenziale **V** rispetto al suolo (fig. 444).

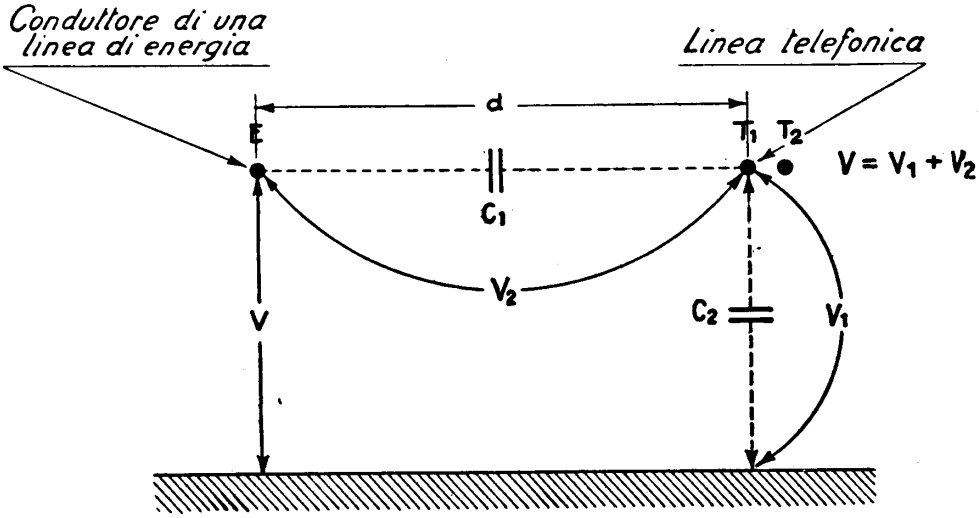


Fig. 444 – Induzione elettrostatica fra linee di energia e linee telefoniche.

Ciascuno dei conduttori telefonici (T_1 e T_2) che corrono parallelamente ad esso a distanza d, assumerà, attraverso le due capacità C_1, C_2, un potenziale $\mathbf{V}_1$ rispetto al suolo, intermedio fra **V** ed il potenziale zero della terra.

Se i due fili telefonici presentano uguale capacità rispetto alla terra (il che accade quando corrono su di un piano parallelo alla terra stessa), potendosi trascurare la distanza fra di essi rispetto alla comune distanza dalla linea di energia, il potenziale $\mathbf{V}_1$ è identico, ed all'estremità del circuito non appare alcuna d. d. p. (detta *tensione trasversale indotta*). La tensione trasversale appare, e dà luogo a disturbo, quando le predette capacità non sono uguali. Anche quando le caratteristiche elettriche dei due conduttori (particolarmente la resistenza) non sono identiche, si manifestano lungo ciascuno di essi d. d. p. (dette *tensioni longitudinali indotte*) che, ai capi del circuito, dànno luogo ad una tensione trasversale risultante. Se, essendo i due fili identici come diametro, lunghezza e qualità del materiale, si hanno solo differenze (*sbilanci*) della capacità verso terra, il disturbo può essere

annullato incrociando T_1 e T_2 nel punto centrale del parallelismo. Infatti, effettuando l'incrocio, nell'insieme di tutto il parallelismo il potenziale medio dei due fili risulta *uguale*, e tra gli estremi, non essendovi differenza di potenziale, non circola corrente per effetto di induzione elettrostatica.

Concludendo, affinchè non ci siano correnti indotte per effetto elettrostatico, occorre e basta (teoricamente):

— che i fili telefonici siano incrociati nel centro del parallelismo o, meglio, nel centro di ognuna delle sezioni (di lunghezza minore) in cui l'intero parallelismo può venire suddiviso.

— che le caratteristiche elettriche dei due conduttori siano esattamente uguali.

b) *Induzione elettro-magnetica.* — Una linea trifase con neutro a terra, quando è percorsa da correnti sinusoidali equilibrate (tre correnti, sfasate di 120°, la somma dei valori istantanei delle quali è zero) non dovrebbe produrre interferenza. Ma quando questo equilibrio non sussiste, una corrente più o meno grande circola in parallelo sui tre fili, chiudendosi attraverso i punti neutri nel terreno. È come se un solo conduttore collocato nel baricentro del triangolo dei conduttori, percorso dalla corrente di squilibrio e chiuso attraverso il terreno, corresse parallelo al circuito telefonico.

Inoltre, anche se le correnti a frequenza fondamentale sono equilibrate, non lo sono le armoniche di ordine dispari (presenti con intensità più o meno grande quando la forma della corrente non è perfettamente sinusoidale – n° 5); e le armoniche dispari multiple di 3, che risultano *in fase* sui tre fili, sommando i loro effetti, si comportano anch'esse, rispetto al circuito telefonico, come correnti parallele chiuse attraverso il terreno.

In conseguenza, un campo magnetico *di intensità più o meno grande, e variabile a frequenza industriale o multipla dispari di essa,* si concatena con il circuito telefonico, ciascun filo del quale è sede di una f. e. m. indotta.

Se però i fili telefonici vengono incrociati come s'è detto in *a*), le f. e. m. indotte in un tronco risultano uguali ed opposte (il piano della maglia essendo stato ruotato di 180°) a quelle del tronco contiguo. Anche in questo caso, se per una causa qualsiasi le condizioni geometriche ed elettriche dei due fili non sono uguali rispetto al campo magnetico disturbante, la somma algebrica delle tensioni indotte longitudinalmente nei tronchi successivi non è uguale a zero, ed una tensione trasversale si manifesta alla estremità del circuito, dando luogo a corrente di disturbo nel ricevitore.

Le disuniformità che più si fanno sentire nelle linee aeree sono quelle di resistenza, ed è su queste che si fissa l'attenzione in sede di costruzione. La massima differenza ammessa per la resistenza dei due conduttori aerei di un circuito a lunga distanza, usato per comunicazioni a frequenza ordinaria, viene di solito fissata in 3 ohm, come norma d'uso corrente.

Ciò che si è detto in generale intorno all'induzione vale per le linee aeree e per quelle in cavo, salvo, naturalmente, la diversa importanza relativa che assumono, nei due casi, l'accoppiamento capacitivo e quello elettro-magnetico. La guaina

di piombo, infatti, essendo collegata con la terra, esercita un effetto schermante contro le induzioni elettrostatiche; esercita inoltre un *effetto compensatore* sulle induzioni elettro-magnetiche: infatti il campo inducente genera una E', tensione indotta lungo i conduttori del cavo, ma ne genera anche una, in fase con la prima, lungo la guaina; la corrente che ne deriva lungo la guaina, sfasata di un certo angolo φ rispetto alla tensione indotta (φ dipende dal rapporto $\frac{\omega L}{R}$, ed è prossimo a 90° perchè R è assai piccola) dà luogo a sua volta ad una tensione indotta secondaria E'' lungo i conduttori, pressochè a 180° su E'. L'effetto risultante per induzione magnetica è perciò assai minore nei cavi (dove esiste la guaina metallica) che nei fili aerei.

Qualunque sia la specie del circuito e del parallelismo, la tensione trasversale indotta all'estremità ricevente si traduce in un rumore, risultante dalle varie tensioni armoniche presenti, di frequenza udibile, e prende perciò il nome di *f. e. m. di rumore*. Si conviene di definire questa f. e. m. *come il doppio* della tensione misurata con uno strumento avente 600 ohm di impedenza all'entrata. L'effetto di disturbo che le singole frequenze presenti nel rumore esercitano sull'orecchio è molto variabile, dipendendo anche dalla sensibilità dell'orecchio, variabile appunto con la frequenza.

Il massimo effetto disturbatore si ha per le frequenze intorno agli 800 Hz; prendendo questo effetto come unità, misure di confronto hanno permesso di determinare che l'effetto si riduce notevolmente per frequenze anche di poco maggiori o minori: a 500 Hz è ridotto a circa 0,2 e così a 1500; fra 2000 e 2500 declina con valori intorno a 0,1. Il C.C.I.F. ha determinato una curva (detta *curva dei pesi*) che dà appunto il variare dell'influenza perturbatrice con la frequenza. In conseguenza, interessando il rumore proprio per il disturbo che arreca, la tensione di rumore dovrebbe obbiettivamente misurarsi mediante uno strumento che, per ogni armonica presente nel rumore, desse non la sua intensità reale, ma il prodotto di questa per il valore del coefficiente p di disturbo relativo, dato dalla curva dei pesi del C.C.I.F. Complessivamente la tensione di rumore così misurata, a cui è stato dato il nome di *tensione psofometrica*, risulta dall'espressione:

$$V_p = \frac{1}{p_{(800)}} \sqrt{\Sigma\,(p_f\, V_f)^2}.$$

Lo strumento che misura direttamente la tensione V_p (che comprende un voltmetro amplificatore ed uno speciale filtro che realizza la curva dei pesi del C.C.I.F.) è stato costruito da varie case produttrici e prende il nome di *psofometro*.

Si conviene che, per essere tollerabile, la f. e. m. psofometrica non debba superare 5 mV per i circuiti ordinari, e 2 mV per i tratti di circuito interurbano a lunga distanza in cavi. Talvolta si preferisce riferire la tensione di rumore a quella del segnale utile, in un determinato punto (p. es. all'uscita od all'entrata del circuito); al logaritmo del rapporto si dà il nome di *livello di rumore*, e si esprime questa grandezza in neper od in decibel.

172. Riduzione dei fenomeni di diafonia e di interferenza nelle linee aeree ordinarie. — Dopo quanto si è visto nei precedenti paragrafi, si può asserire che il disturbo indotto in un circuito telefonico dagli altri circuiti e dalle linee di energia vicini ha, come causa prossima, il campo variabile che si manifesta nello spazio circostante e che si concatena con esso; inoltre, affinchè i fenomeni induttivi siano ridotti al minimo occorre realizzare le seguenti condizioni:

1) Le caratteristiche dei conduttori di ciascun circuito devono essere rese il più possibile uniformi, specie per quanto riguarda l'isolamento, la resistenza ohmica e la capacità.

2) La posizione di ciascun circuito deve essere fatta variare in modo da render nulla la sommatoria delle correnti indotte per effetto dei campi elettrostatici ed elettro-magnetici circostanti.

Alla prima condizione si ottempera nelle linee aeree con l'impiego di materiale attentamente scelto e collaudato, e con un accurato montaggio degli armamenti; e nei cavi con modalità di costruzione ed impianto che verranno specificate più avanti.

Per la seconda condizione si cerca di fare in modo che alle correnti indotte, in un certo istante, in un determinato tratto di parallelismo corrispondano correnti uguali e di segno contrario, indotte nello stesso istante in un altro tratto [1]. Ciò si ottiene mutando la posizione reciproca dei conduttori, il che può essere praticamente effettuato in due modi sostanzialmente diversi (fig. 445):

1) Stabilendo delle lunghezze fisse S, dette *sezioni di compensazione*, e dentro queste *incrociando* i fili di uno dei due circuiti a distanze regolari secondo determinate *regole*; in tal modo nei tratti fra gli incroci i fili continuano ad essere paralleli e la compensazione nasce dal segno diverso (positivo o negativo) che le correnti indotte assumono nei tratti successivi adiacenti.

2) Ruotando con continuità i fili, *ad elica*, col che il *valor medio* delle correnti indotte, continuamente variabili da un punto all'altro, può essere ridotto od annullato.

Il problema diviene complesso nel caso di parecchi circuiti telefonici collocati sulla medesima palificazione, e di circuiti di lunghezze diverse; la soluzione generale è solo approssimata.

Fino a qualche anno fa, la compensazione dei circuiti era cosa relativamente semplice, perchè si aveva a che fare con linee utilizzate a frequenza normale, cioè nel campo fino a 3 kHz circa. Ma la diafonia cresce con l'aumentare delle frequenze trasmesse, per cui, con il diffondersi delle comunicazioni a correnti vettrici, che si spingono fino a 150 kHz, le condizioni da imporre ai circuiti sono divenute estremamente severe. Nel campo fino a 150 kHz trovano solitamente posto (capit. XV), oltre al collegamento a frequenza ordinaria ($0 \div 3000$ Hz), tre canali in alta frequenza per medie e lunghe distanze (fra i 3 ed i 30 kHz), e cinque canali per brevi

---

[1] L'espressione « nello stesso istante » sottintende l'ipotesi della propagazione a velocità infinita lungo i conduttori, il che è molto vicino alla realtà per le linee aeree, e per tratti di linea non molto lunghi.

distanze (50÷150 kHz) (1). Fino a che su di una palificazione coesiste solo un sistema di canali, siano essi sul medesimo o su differenti circuiti, non si ha a temere la diafonia perchè il filtraggio nelle apparecchiature provvede a separare le frequenze di ciascun canale. Il pericolo sorge, come è logico, quando canali facenti uso delle medesime frequenze portanti coesistono su due circuiti vicini e, come si è detto, tale pericolo è tanto maggiore quanto più la frequenza considerata è elevata.

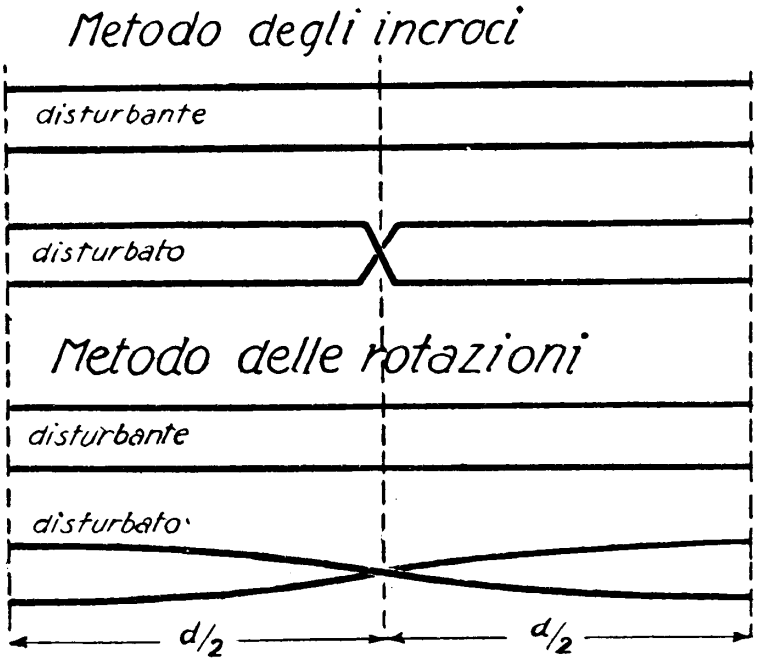


Fig. 445 – Metodo degli incroci e delle rotazioni.

Limitandoci per ora alle linee, per intenderci, di vecchio tipo, cioè costruite per sole frequenze ordinarie o tutt'al più per un solo sistema di canali in alta frequenza, accenneremo ai metodi d'incrocio dei conduttori, abitualmente adottati da noi.

Prima però descriviamo un semplice metodo di verifica delle compensazioni a mezzo di incroci.

Quello che interessa di conoscere è se fra due circuiti, che si suppongono di costruzione regolare, terminati correttamente sull'impedenza caratteristica, e quindi teoricamente esenti da telediafonia (n° 169), venga eliminata o no la paradiafonia

(1) Sistemi più moderni, da noi non introdotti ancora, utilizzano la banda totale con 12 o 15 canali.

in seguito alla adozione di un determinato sistema di trasposizioni. Dato che la paradiafonia è la risultante, all'estremità vicina, delle correnti indotte su ogni elemento di lunghezza unitaria (n° 169):

$$\mathbf{I}'_{2x} + \mathbf{I}''_{2x} = j\,\omega\,\mathbf{V}_{1x}\left(\frac{1}{\mathbf{Z}^2} + \frac{10^{-5}}{2}\right)\log_e \frac{r_{ad}\cdot r_{bc}}{r_{ac}\cdot r_{bd}}\,10^{-7}\ \text{ampere/metro} \qquad (172\text{-}1)$$

perchè essa sia nulla occorre che, per ogni tratto di coesistenza nel quale si vuole attuata la compensazione (*sezione di compensazione*), sia nullo il coefficiente logaritmico che compare nell'espressione; cioè:

$$\log_e \frac{r_{ad}\cdot r_{bc}}{r_{ac}\cdot r_{bd}} = 0 \qquad \text{od anche} \qquad \frac{r_{ad}\cdot r_{bc}}{r_{ac}\cdot r_{bd}} = 1. \qquad (172\text{-}2)$$

Basterà perciò calcolare il coefficiente geometrico dato dalla (172-2) per ogni sezione di compensazione, per accertarsi se il risultato è uguale ad 1 o differisce da 1; solo nel primo caso la paradiafonia è teoricamente compensata.

Per il confronto fra due circuiti reali, sia nella stessa che in due diverse bicoppie, serve direttamente la (172-2). Per le altre combinazioni di circuiti valgono le seguenti formule, facilmente ricavate dalla precedente:

reale contro *virtuale* nella bicoppia:

$$\frac{r_{ac}\cdot r_{ad}}{r_{bc}\cdot r_{bd}} \qquad (172\text{-}3)$$

reale contro *virtuale* di altra bicoppia (costituita dai fili *e*, *f*, *g*, *h*):

$$\frac{r_{ag}\cdot r_{ah}\cdot r_{be}\cdot r_{bf}}{r_{ae}\cdot r_{af}\cdot r_{bg}\cdot r_{bh}}. \qquad (172\text{-}4)$$

virtuale contro *virtuale* di bicoppie diverse (*a*, *b*, *c*, *d* — *e*, *f*, *g*, *h*):

$$\frac{r_{ag}\cdot r_{ah}\cdot r_{bg}\cdot r_{bh}\cdot r_{ce}\cdot r_{cf}\cdot r_{de}\cdot r_{df}}{r_{ae}\cdot r_{af}\cdot r_{be}\cdot r_{bf}\cdot r_{cg}\cdot r_{ch}\cdot r_{dg}\cdot r_{dh}} \qquad (172\text{-}5)$$

L'uso di riunire due circuiti in un quadrato, disponendoli secondo le diagonali, è caratteristico non solo perchè assicura la simmetria necessaria alla formazione del virtuale, ma anche perchè l'influenza di un circuito sull'altro è nulla.

Ci si può facilmente confermare in ciò applicando ai quattro fili, distanti cm 30 l'uno dall'altro, la (172-2), che risulta verificata. Anche la (172-3) è verificata, per cui nel quadrato è sempre teoricamente nulla la diafonia fra i circuiti, presi a due a due nei tre modi possibili.

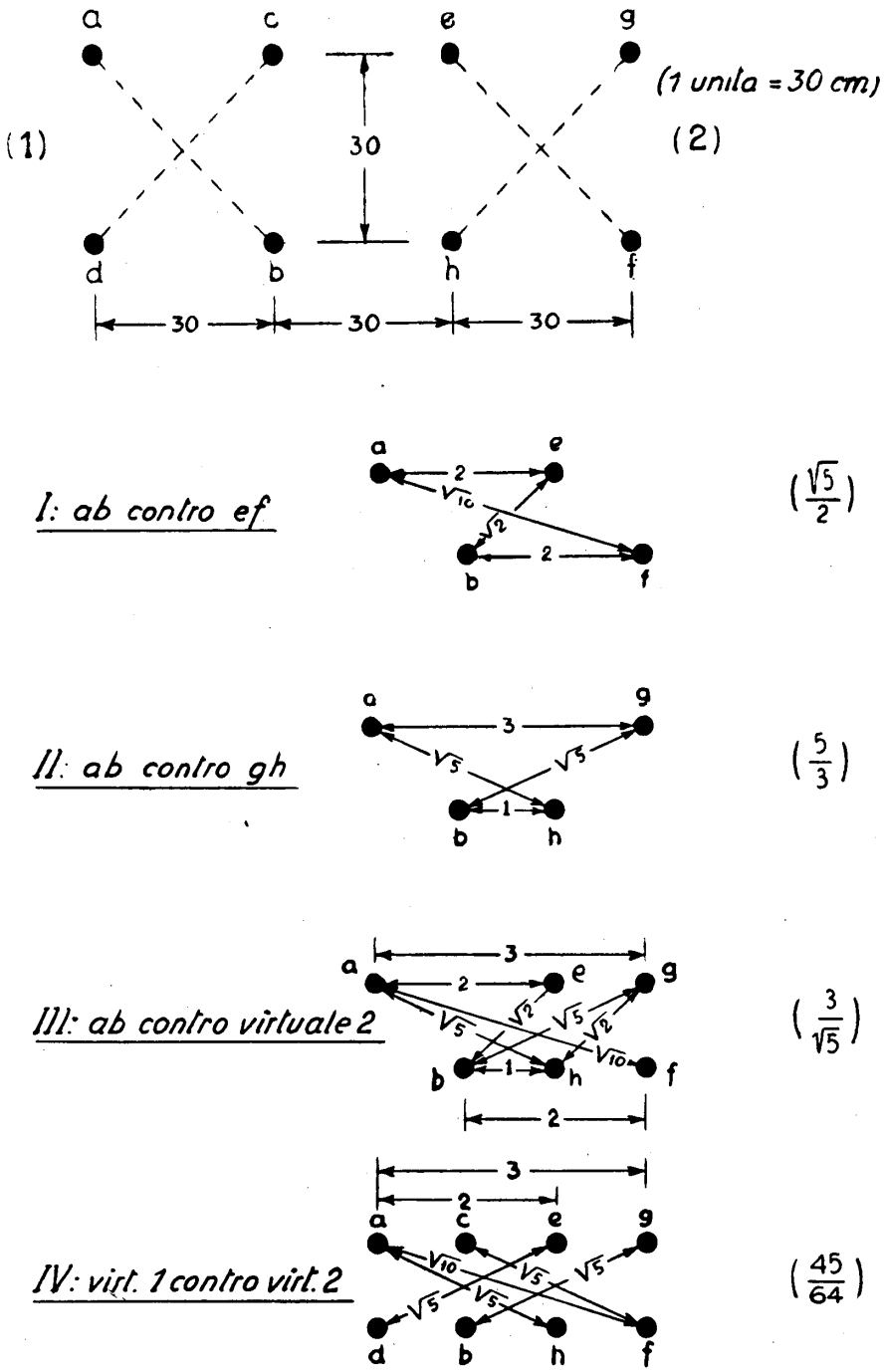


Fig. 446 – Diagrammi delle distanze fra i fili in due bicoppie contigue.

Per quanto si riferisce alla diafonia fra circuiti paralleli in quadrato, appartenenti a bicoppie adiacenti, con la distanza fra le bicoppie fissata anch'essa in cm 30 (ed assunta nei calcoli come unità), si hanno le varie combinazioni di cui alla fig. 446:

1) reale *a-b* contro reale *e-f*:

$$\frac{r_{af} \cdot r_{be}}{r_{ae} \cdot r_{bf}} = \frac{\sqrt{10} \times \sqrt{2}}{2 \times 2} = \frac{\sqrt{5}}{2} \qquad \text{(diverso da } 1\text{)}$$

2) reale *a-b* contro reale *g-h*:

$$\frac{r_{ah} \cdot r_{bg}}{r_{ag} \cdot r_{bh}} = \frac{\sqrt{5} \times \sqrt{5}}{3 \times 1} = \frac{5}{3} \qquad \text{(diverso da } 1\text{)}$$

3) reale *a-b* contro virtuale *2*:

$$\frac{3 \times \sqrt{5} \times \sqrt{2} \times 2}{2 \times \sqrt{10} \times \sqrt{5} \times 1} = \frac{3}{\sqrt{5}} \qquad \text{(diverso da } 1\text{)}$$

4) virtuale *1* contro virtuale *2*:

$$\frac{3 \times \sqrt{5} \times \sqrt{5} \times 1 \times 1 \times \sqrt{5} \times \sqrt{5} \times 3}{2 \times \sqrt{10} \times \sqrt{2} \times 2 \times 2 \times \sqrt{2} \times \sqrt{10} \times 2} = \frac{45}{64}. \qquad \text{(diverso da } 1\text{)}$$

Scambiando la posizione reciproca dei fili, anche il valore del coefficiente geometrico cambia; in particolare può invertirsi il numeratore col denominatore; ed il coefficiente geometrico di induzione relativo ad un tratto di linea, può farsi complementare a quello del tratto di linea successivo. Tutte le possibili combinazioni di posizione, per due bicoppie adiacenti, risultano dalla tabella seguente, dove sono messi a confronto:

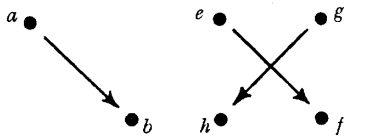
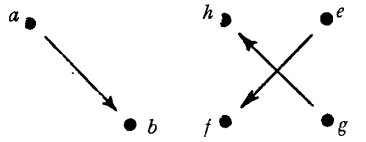
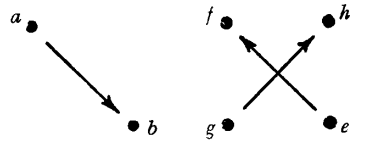
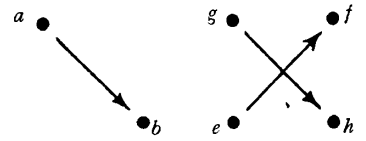
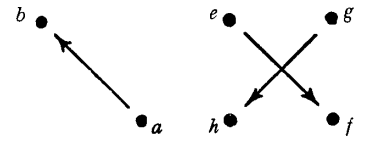
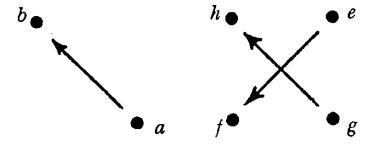
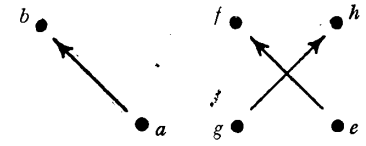
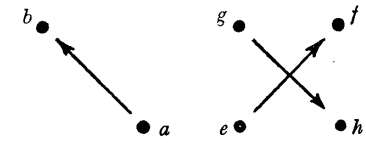
— il reale *1* (*a-b*) della bicoppia (*1*), con il reale *1* (*e-f*) ed il reale *2* (*g-h*) della bicoppia (*2*);

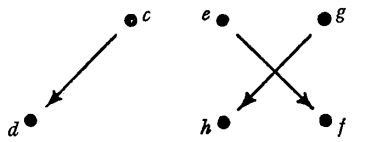
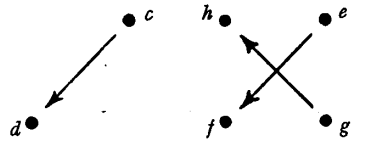
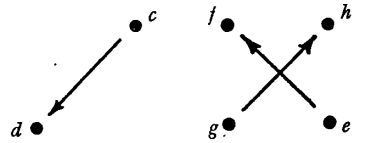
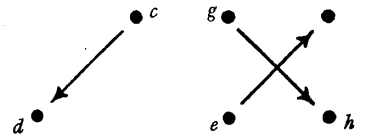
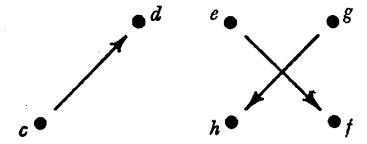
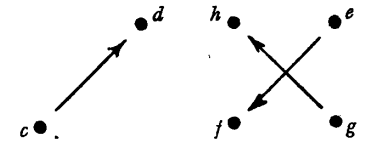
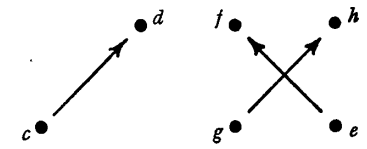
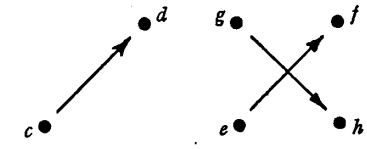
— il reale *1* (*a-b*) ed il reale *2* (*c-d*) della bicoppia (*1*) con il virtuale della bicoppia (*2*);

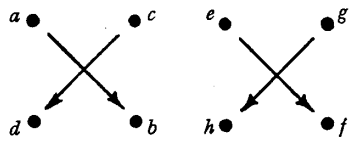
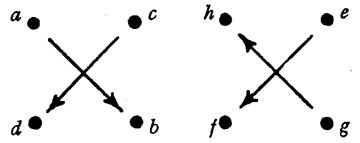
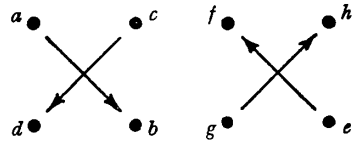
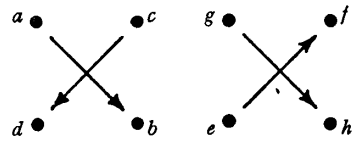
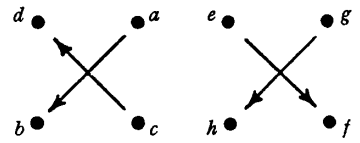
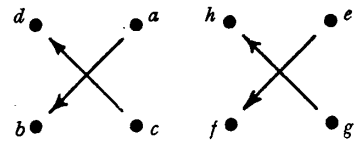
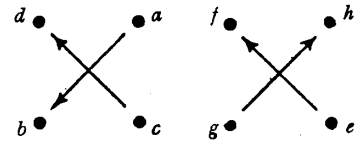
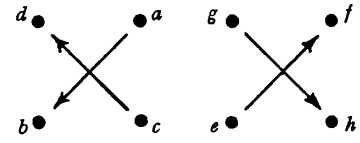
— i due virtuali (*1*) e (*2*).

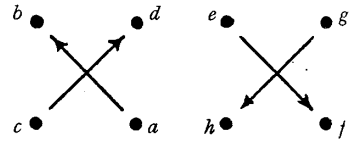
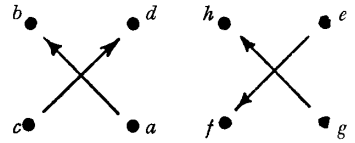
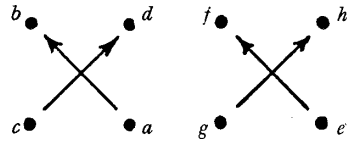
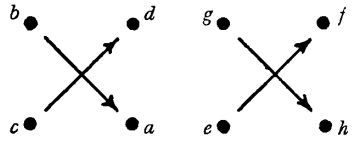
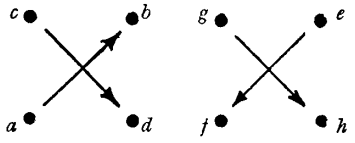
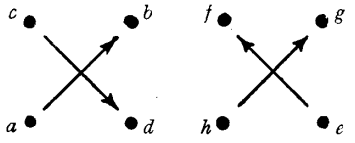
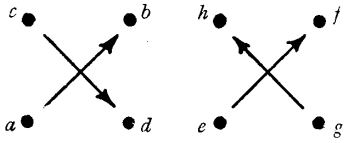
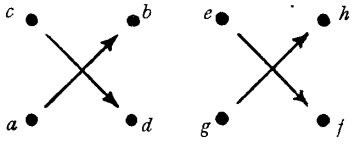
L'esame della tabella conferma la possibilità di ottenere l'annullamento teorico della paradiafonia anche fra circuiti di bicoppie contigue, mediante la suddivisione della linea in sezioni, entro le quali le posizioni dei fili possono essere variate in modo tale, che il prodotto dei relativi coefficienti geometrici d'accoppiamento risulti uguale all'unità.

	TIPO	DIAGRAMMA	Coefficiente
1	$R_{1(1)} - R_{1(2)}$	$a \to b$; $e \to f$	$\frac{\sqrt{5}}{2}$
2	»	$a \to b$; $f \leftarrow e$	$\frac{2}{\sqrt{5}}$
3	»	$b \leftarrow a$; $e \to f$	$\frac{2}{\sqrt{5}}$
4	»	$b \leftarrow a$; $f \leftarrow e$	$\frac{\sqrt{5}}{2}$
5	$R_{1(1)} - R_{2(2)}$	$a \to b$; $g \to h$	$\frac{5}{3}$
6	»	$a \to b$; $g \to h$	$\frac{3}{5}$
7	»	$b \leftarrow a$; $g \to h$	$\frac{3}{5}$
8	»	$b \leftarrow a$; $g \to h$	$\frac{5}{3}$

	TIPO	DIAGRAMMA	Coefficiente
9	$R_{1(1)} - V_{(2)}$		$\frac{3}{\sqrt{5}}$
10	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
11	»		$\frac{3}{\sqrt{5}}$
12	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
13	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
14	»		$\frac{3}{\sqrt{5}}$
15	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
16	»		$\frac{3}{\sqrt{5}}$

	TIPO	DIAGRAMMA	Coefficiente
17	$R_{2(1)} - V_{(2)}$		$\frac{3}{\sqrt{5}}$
18	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
19	»		$\frac{3}{\sqrt{5}}$
20	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
21	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
22	»		$\frac{3}{\sqrt{5}}$
23	»		$\frac{\sqrt{5}}{3}$
24	»		$\frac{3}{\sqrt{5}}$

	TIPO	DIAGRAMMA	Coefficiente
25	$V_{(1)} - V_{(2)}$		$\frac{45}{64}$
26	»		$\frac{64}{45}$
27	»		$\frac{45}{64}$
28	»		$\frac{64}{45}$
29	»		$\frac{64}{45}$
30	»		$\frac{45}{64}$
31	»		$\frac{64}{45}$
32	»		$\frac{45}{64}$

	TIPO	DIAGRAMMA	Coefficiente
33	$V_{(1)} - V_{(2)}$		$\frac{45}{64}$
34	»		$\frac{64}{45}$
35	»		$\frac{45}{64}$
36	»		$\frac{64}{45}$
37	»		$\frac{64}{45}$
38	»		$\frac{45}{64}$
39	»		$\frac{64}{45}$
40	»		$\frac{45}{64}$

Alle variazioni di posizione di cui trattasi, si dà il nome di *trasposizioni*. Esse possono essere di 90° o di 180° a seconda che lo scambio avvenga fra le posizioni adiacenti del quadrato ovvero fra quelle diametrali.

Queste trasposizioni dovrebbero essere effettuate nei punti geometrici corrispondenti rigorosamente alla posizione stabilita dalla « regola » o « piano di incroci » che viene scelto per la linea (vedi oltre). In pratica, per le linee da utilizzare solo in bassa frequenza, si può tollerare qualche differenza di lunghezza fra i tratti successivi in ogni sezione di compensazione, in modo da riportare i punti di trasposizione lungo la linea a quelli in cui sono ubicati i pali di sostegno.

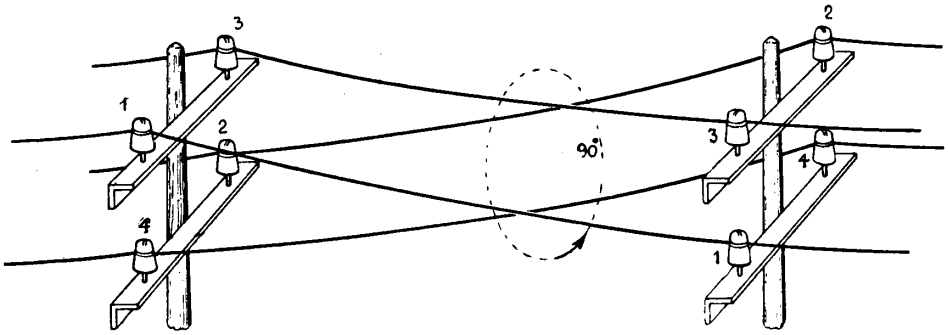


Fig. 447 *a* – Rotazione di 90° in campata.

Le trasposizioni di 90° o *rotazioni* vengono eseguite solitamente fra due pali attigui, ed i quattro fili vengono così a disporsi ad *elica* nella campata (fig. 447 *a*); per la trasposizione ad *incrocio* dei fili a 180°, si opera sull'appoggio mediante impiego di isolatori a doppia gola (fig. 447 *b*).

Con ciò, nel caso delle rotazioni di 90°, al punto geometrico della trasposizione si viene a sostituire la lunghezza di una campata di linea (40-50 metri), con ulteriore scostamento dalla condizione teorica di compensazione.

Le trasposizioni dei circuiti coesistenti sulla medesima palificazione possono essere eseguite in modi diversi; anzi, col variare delle condizioni di armamento dovrebbe variare il sistema caso per caso. In pratica è sufficiente impiegare delle *regole*, adatte per i casi più comuni.

Una delle più note e vecchie, usata in passato dall'Amministrazione italiana, è quella tipo « Brunelli », illustrata in fig. 448. La linea, che si suppone costituita da un massimo di 4 quadrati, viene divisa in sezioni S di 8 passi ciascuna, avendo cura che la lunghezza di ciascun passo p sia multipla della campata (cioè contenga un numero fisso n di campate).

Si fa uso di sole rotazioni ad elica. All'inizio del 1° passo si ruotano il I ed il IV quadrato; a quello del 2° passo, il II quadrato; al 3° il I ed il III ... e così via; alla fine il III ed il IV quadrato hanno subìto una rotazione di 180°, ed il I ed il II due di tali rotazioni. Inoltre le rotazioni dei quadrati I e II, e rispettivamente III e IV sono sfalsate lungo il percorso.

Anche nell'ipotesi (non verificata mai rigorosamente in pratica) di uguaglianza fra i successivi passi nella sezione di compensazione e considerando le rotazioni come effettuate in un punto geometrico anzichè lungo una campata, il metodo

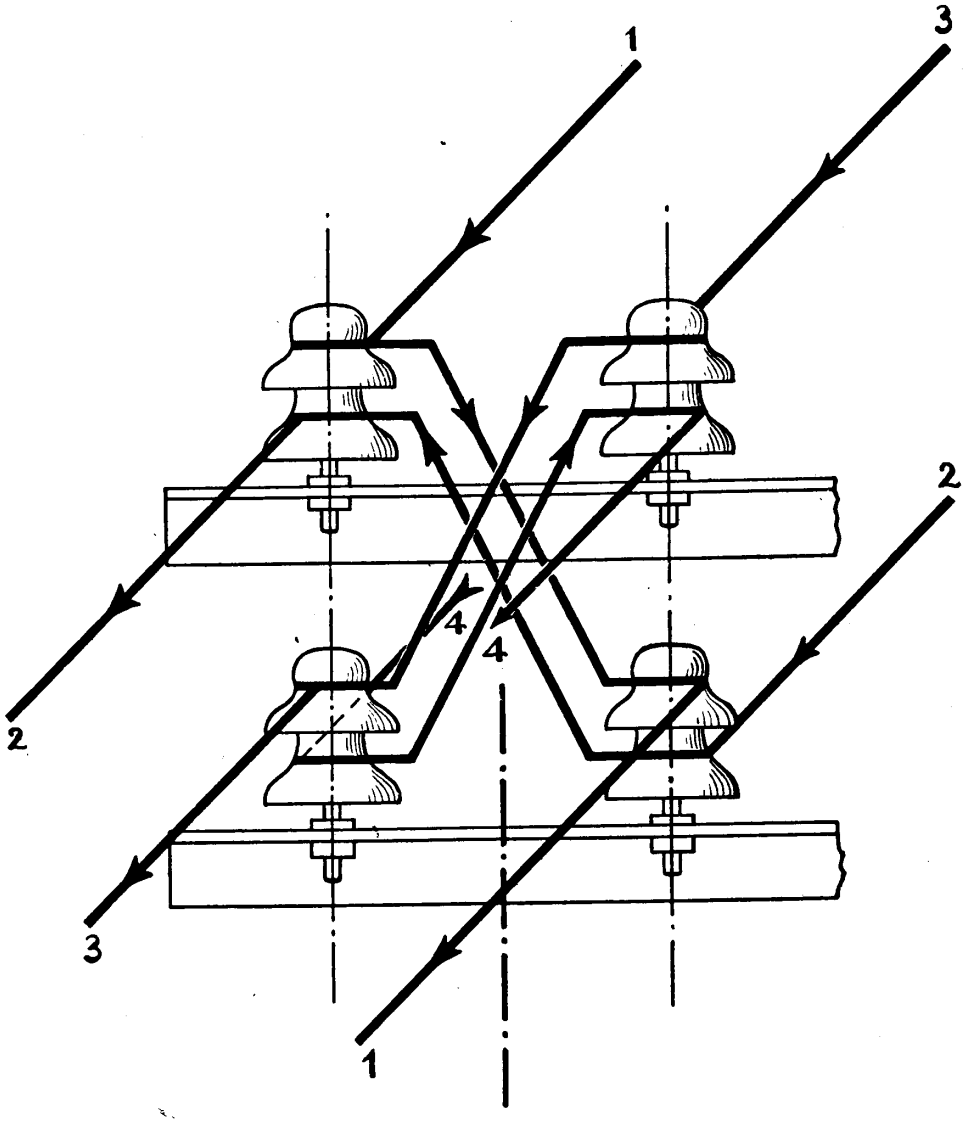


Fig. 447 *b* – Incrocio di 180° su palo.

non è sufficiente ad annullare l'accoppiamento induttivo fra i circuiti appartenenti a bicoppie diverse. Prendiamo ad esempio le prime due bicoppie (fig. 449) e raffrontiamo un circuito reale della prima con un reale della seconda (1-2 e 7-8). Ad

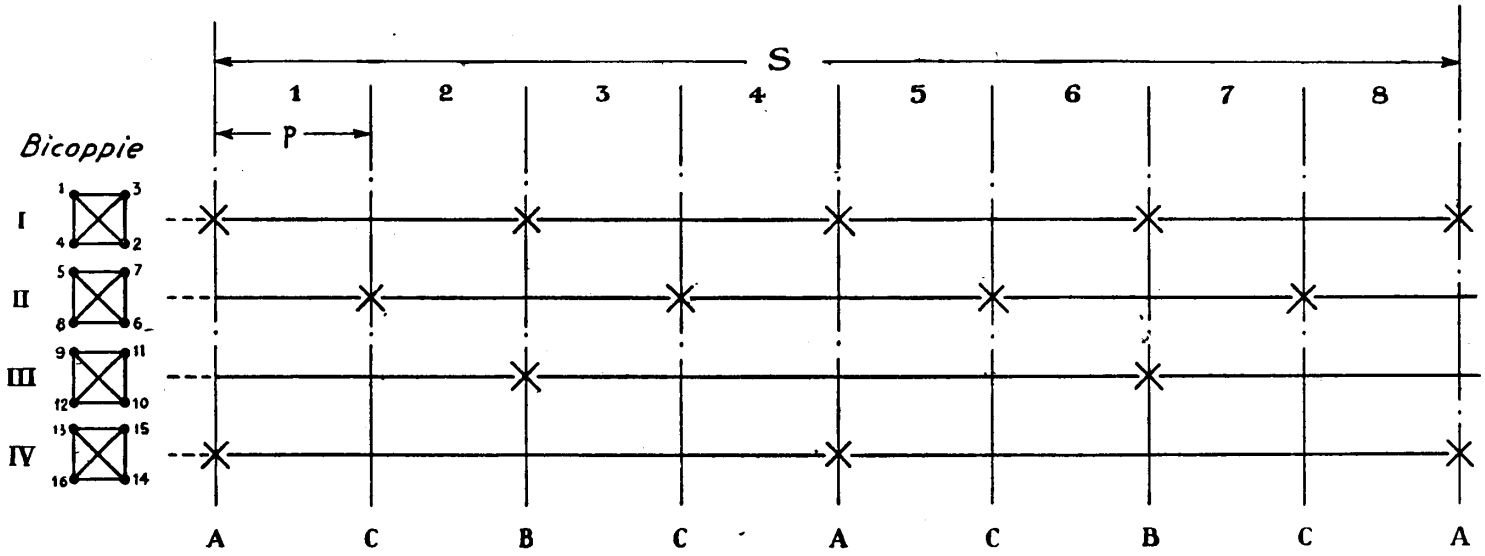


Fig. 448 – Rotazioni tipo Brunelli.

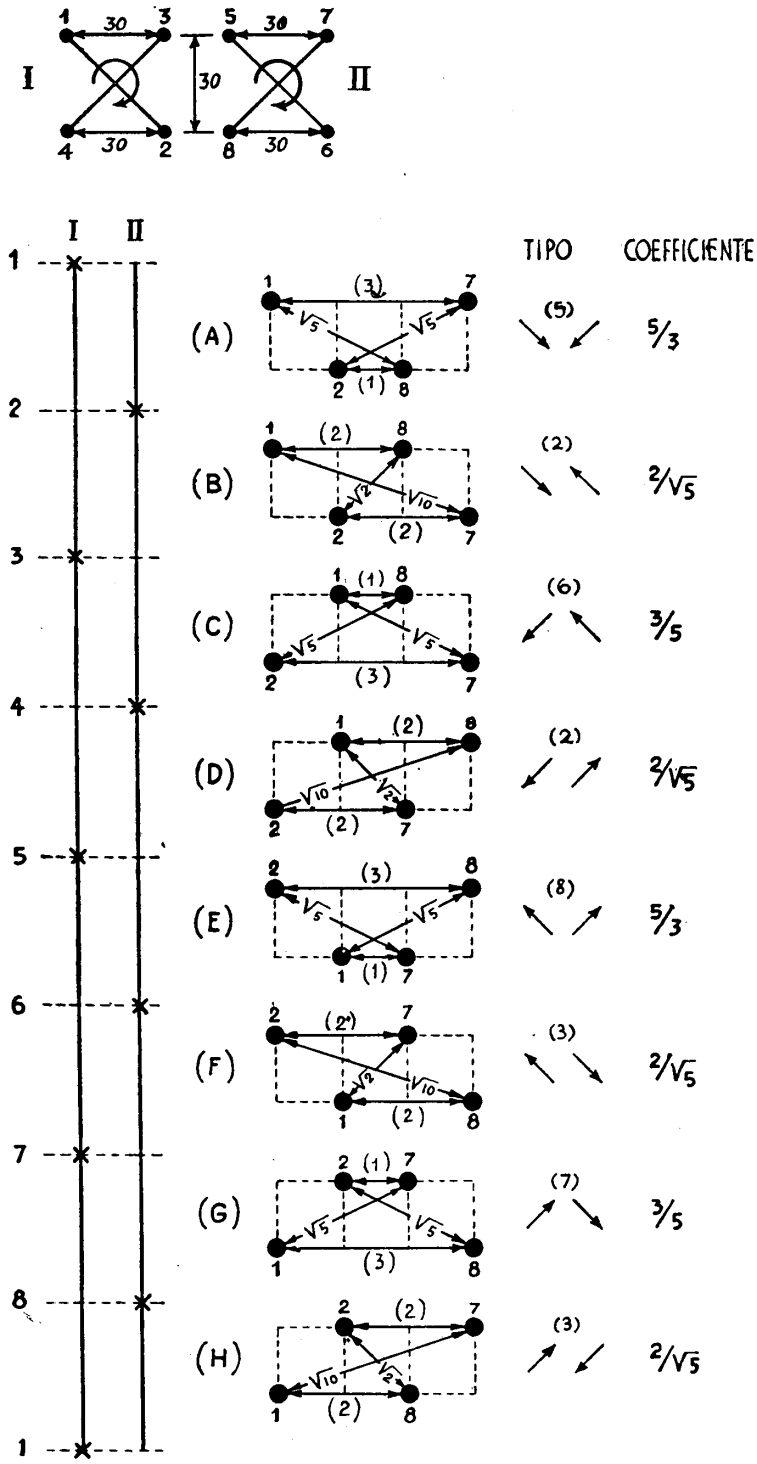


Fig. 449 – Verifica geometrica dell'induzione fra due reali di bicoppie adiacenti per il sistema di incrocio tipo Brunelli.

ogni passo la posizione dei fili cambia; tra le campate di rotazione i fili mantengono i posti indicati sul diagramma disegnato di fianco. Confrontando con la tabella precedente si trovano i coefficienti geometrici corrispondenti ad ogni passo. Abbiamo così:

lungo	il	passo	A	tipo	5:	$\frac{5}{3}$
»	»	»	B	»	2:	$\frac{2}{\sqrt{5}}$
»	»	»	C	»	6:	$\frac{3}{5}$
»	»	»	D	»	2:	$\frac{2}{\sqrt{5}}$
»	»	»	E	»	8:	$\frac{5}{3}$
»	»	»	F	»	3:	$\frac{2}{\sqrt{5}}$
»	»	»	G	»	7:	$\frac{3}{5}$
»	»	»	H	»	3:	$\frac{2}{\sqrt{5}}$

e nell'insieme:

$$\frac{5}{3} \times \frac{2}{\sqrt{5}} \times \frac{3}{5} \times \frac{2}{\sqrt{5}} \times \frac{5}{3} \times \frac{2}{\sqrt{5}} \times \frac{3}{5} \times \frac{2}{\sqrt{5}} = \frac{16}{25}$$

cioè: l'induzione si compensa solo fra i passi di ordine dispari, mentre si somma fra quelli di ordine pari: si ha, dunque, solo una riduzione della diafonia.

In generale questo metodo di rotazione risulta insufficiente per le linee di una certa importanza, anche nel campo delle frequenze ordinarie. Da qualche tempo, perciò, sono stati in Italia — e, per quanto ci riguarda, presso le società telefoniche concessionarie — adottati metodi di trasposizione più complessi, facenti uso simultaneo di rotazioni in campata e di incroci su palo: in tal modo si possono ottenere circuiti teoricamente privi di paradiafonia entro un'intera sezione di compensazione, anche fra reali di bicoppie adiacenti, e fra reali e virtuali.

Il piano seguito dalle società del gruppo STET, fino ad un massimo di 8 bicoppie, è indicato in fig. 450. Volendo attuare il sistema su di una determinata linea di composizione variabile, in tutto il suo percorso, si comincia col dividerla in

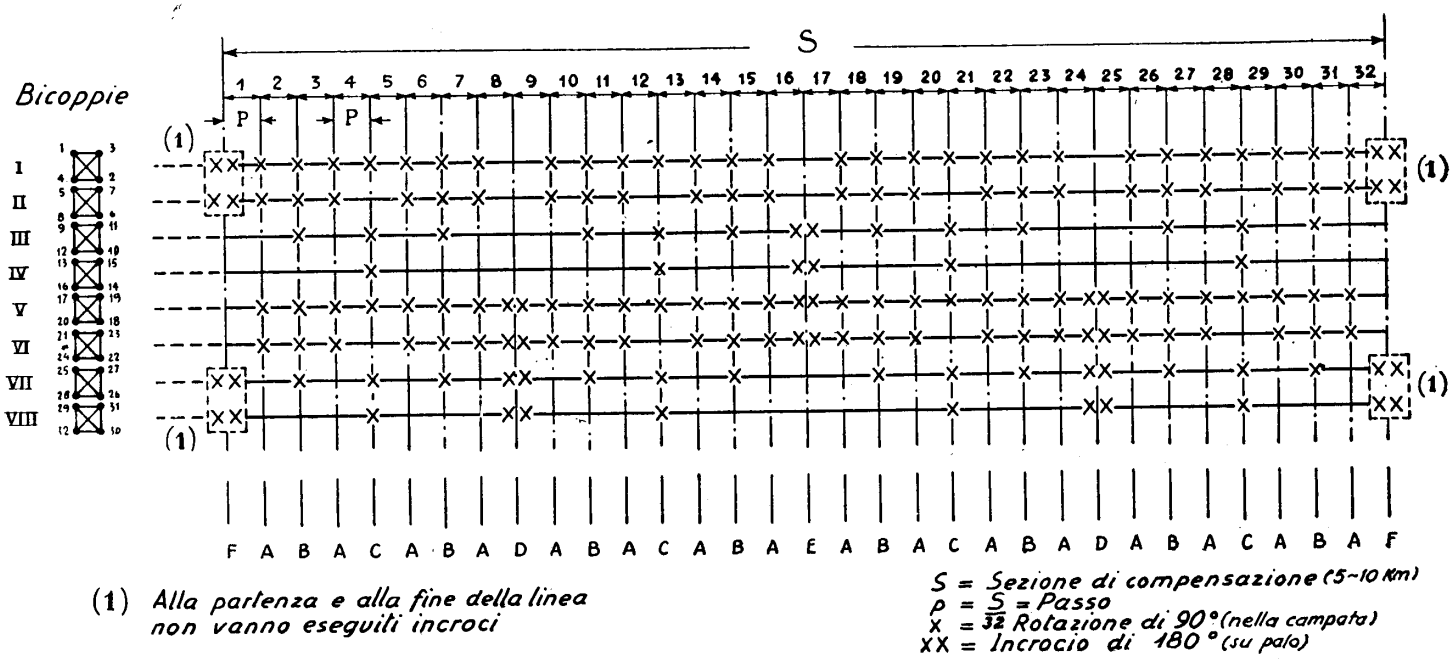


Fig. 450 – Schema di incroci tipo STET.

tronchi T di formazione omogenea, compresi fra i punti dove la configurazione dell'armamento cambia. Per semplicità, si trascurano, a questi effetti, i circuiti di breve lunghezza (di estensione o di abbonato) aventi uno sviluppo inferiore ad $^1/_{10}$ della lunghezza totale della linea; è tuttavia buona norma eseguire poi delle trasposizioni anche su essi.

Stabilita la lunghezza di ciascun tronco si determina la lunghezza S della sezione di compensazione in modo che entri in T un numero intero di volte, e sia compresa fra i 5 ed i 10.000 metri.

Fissata S, il passo risulta uguale ad $S/32$. Questo passo p deve essere a sua volta multiplo della lunghezza media delle campate, per evitare che gli incroci cadano in pratica in punti molto diversi da quelli tecnicamente previsti dal progetto. Infatti, come abbiamo già notato, gli spostamenti longitudinali dànno luogo ad alterazione delle lunghezze di compensazione e, di conseguenza, ad aumento della diafonia.

Comunemente la lunghezza dei passi si tiene compresa fra 150 e 300 metri, il che corrisponde ad una rotazione ogni $3 \div 7$ pali.

Altra avvertenza da tener presente è che le distanze per le rotazioni di campata andrebbero per lo meno calcolate al centro della campata. Spesso, però, senza gran danno, ci si scosta da questa regola e le distanze si calcolano fra i pali, facendo cadere la rotazione nella campata adiacente al palo stabilito, sempre in una direzione, che può essere quella prescelta per l'avanzamento.

Un esame del sistema col metodo geometrico già applicato per il tipo Brunelli (esame che non riportiamo per brevità, ma che ciascuno può facilmente eseguire), dimostra che l'induzione fra circuiti reali appartenenti a bicoppie adiacenti è compensata (teoricamente) nel complesso di una sezione di 32 passi e che quella fra reali e virtuali, e virtuali fra di loro, è anch'essa nella maggior parte dei casi nulla. Per esempio, il confronto fra due reali delle bicoppie I e II, che partono paralleli all'origine della sezione (fili 1-2 e 5-6), dà i seguenti risultati:

$$\left.\begin{array}{lll} \text{passi da} & 1 \text{ a } 4: & \dfrac{25}{16} \\ \text{»} \quad \text{»} & 5 \text{ a } 12: & 1 \\ \text{»} \quad \text{»} & 13 \text{ a } 20: & \dfrac{256}{625} \\ \text{»} \quad \text{»} & 21 \text{ a } 28: & 1 \\ \text{»} \quad \text{»} & 29 \text{ a } 32: & \dfrac{25}{16} \end{array}\right\} \text{prodotto}: 1.$$

Il confronto fra i due reali 1-2 e 7-8, appartenenti alle stesse due bicoppie I e II, dà ancora:

$$\left.\begin{array}{lll} \text{passi da } 1 \text{ a } 4: & 1 \\ \text{» » } 5 \text{ a } 12: & \dfrac{256}{625} \\ \text{» » } 13 \text{ a } 20: & 1 \\ \text{» » } 21 \text{ a } 28: & \dfrac{625}{256} \\ \text{» » } 29 \text{ a } 32: & 1 \end{array}\right\} \text{prodotto}: 1$$

Il confronto fra il reale 1-2 ed il virtuale 5-6/7-8 dà anch'esso, applicando ripetutamente la (172-4), prodotto zero; ed il confronto fra i due virtuali 1-2/3-4 e 5-6/7-8 (formula 172-5) dà anch'esso risultato nullo entro la sezione di 32 passi.

Poichè l'induzione decresce rapidamente con la distanza fra i fili, le verifiche di cui sopra possono limitarsi, per le trasmissioni a frequenza vocale fin qui considerate, a circuiti appartenenti a bicoppie adiacenti, sia in senso orizzontale che in senso verticale, nella sezione trasversale della linea.

L'ordine di disposizione delle bicoppie in tale sezione è, solitamente, da sinistra a destra e dall'alto in basso, guardando la linea da un estremo (per es., quello che fa capo alla località più importante), preso come origine.

Infine è bene notare che il senso delle rotazioni può essere indifferentemente destrorso o sinistrorso; ma, una volta stabilito, deve essere sempre lo stesso per ogni linea.

---

173. Metodi di riduzione della diafonia nelle linee aeree portanti sistemi in alta frequenza. — Come si è accennato nel numero precedente, quando si prevede l'impiego intensivo di sistemi in a. f. è necessario ricorrere a metodi di trasposizione più accurati, atti a ridurre al massimo la diafonia fra i circuiti, anche alle frequenze più elevate.

In Italia non è stata a tutt'oggi definita presso le diverse amministrazioni una speciale tecnica per la costruzione di linee per a. f. L'Amministrazione delle P.T.T. ha pubblicato, ad uso dei Circoli delle Costruzioni T.T., delle norme provvisorie, di carattere sperimentale, ma a causa della sopravvenuta guerra non risulta che costruzioni vere e proprie siano state eseguite.

Anche nel gruppo STET gli studi in proposito erano stati avviati, e si segnala la costruzione, a carattere sperimentale, di una linea fra Roma e Pescara e di un'altra fra Santhià e Vercelli, del tipo con circuiti in piano, al quale più avanti accenneremo. La guerra ha ostacolato e differito quanto si sarebbe potuto fare di più in questo campo.

I metodi di costruzione si possono riportare ai due fondamentali che adesso illustreremo.

A) *Linea con circuiti ruotanti in quadrato.* — L'armamento è sempre quello, ormai ben noto ed usato in Italia, delle bicoppie in quadrato, con fili distanziati di cm 30, nella coppia e fra le coppie.

Ad ogni bicoppia si dà una rotazione costante di 90° *su tutte le campate*, talchè i quattro fili vengono a prendere un assetto ad elica continua, con una rotazione completa (destrorsa o sinistrorsa, ma uguale per tutte le bicoppie) ogni quattro campate. Le considerazioni fatte in precedenza, anche senza affrontare uno studio teorico che qui non possiamo riportare, indicano per questo sistema le seguenti caratteristiche:

— la telediafonia fra tutte le specie di circuiti *è praticamente nulla* (attenuazione infinita);

— la paradiafonia fra i due reali di una bicoppia e fra reali e virtuale *è nulla*;

— la paradiafonia fra due circuiti reali appartenenti a bicoppie diverse può essere qualitativamente esaminata con uno studio grafico, mediante l'applicazione ad un ciclo di 4 campate, della formula (172-2). Tale studio è riportato nelle figure 451 *a* e 451 *b*.

Per ogni campata è stato calcolato per punti il valore variabile di $\log_e \frac{r_{ad} \cdot r_{bc}}{r_{ac} \cdot r_{bd}}$ al variare della posizione reciproca dei fili e riportato in ordinate. Si è poi costruito graficamente l'integrale della curva così ottenuta, integrale che, nel caso della disposizione 451 *b*, è nullo per ogni campata; mentre ha un valore positivo (ordinata *A-B*) *non nullo* ogni 2 campate, nel caso della disposizione 451 *a*. Si deduce che:

a) quando i piani dei due circuiti ruotano formando un angolo di 90° *la paradiafonia è nulla*;

b) quando i piani dei due circuiti ruotano, mantenendosi paralleli *la paradiafonia ha un valore finito*. L'attenuazione assume i valori (teorici) indicati in fig. 452; il valore più basso si ha per le bicoppie adiacenti, ed è di 6,82 neper; inoltre (ma non ne diamo la dimostrazione):

— la paradiafonia fra i virtuali di due bicoppie adiacenti (sia in senso verticale che orizzontale) *ha un valore finito*; la corrispondente attenuazione di paradiafonia ha il valore di 6,3 neper (teorici).

Infine, poichè il sistema di due circuiti ruotati parallelamente è omogeneo, la diafonia, pur essendo funzione crescente della frequenza, non presenta valori asintotici per qualche frequenza particolare, come invece avviene nei circuiti trasposti (vedi oltre).

I valori della diafonia dati sopra si modificano in pratica nel senso che la telediafonia compare con valori sensibili e la paradiafonia può aumentare alquanto, per effetto delle irregolarità di costruzione, e particolarmente della non perfetta simmetria dei lati del quadrato e (meno sensibilmente) degli spostamenti longitudinali dei pali.

Il sistema si può ulteriormente migliorare per quanto si riferisce alla diafonia fra i virtuali di bicoppie adiacenti, mediante incroci a palo (ogni 4-5 km) da eseguirsi scambiando la posizione reciproca dei due reali componenti, secondo determinati piani di incrocio del tipo di quelli impiegati per i circuiti in piano (vedi

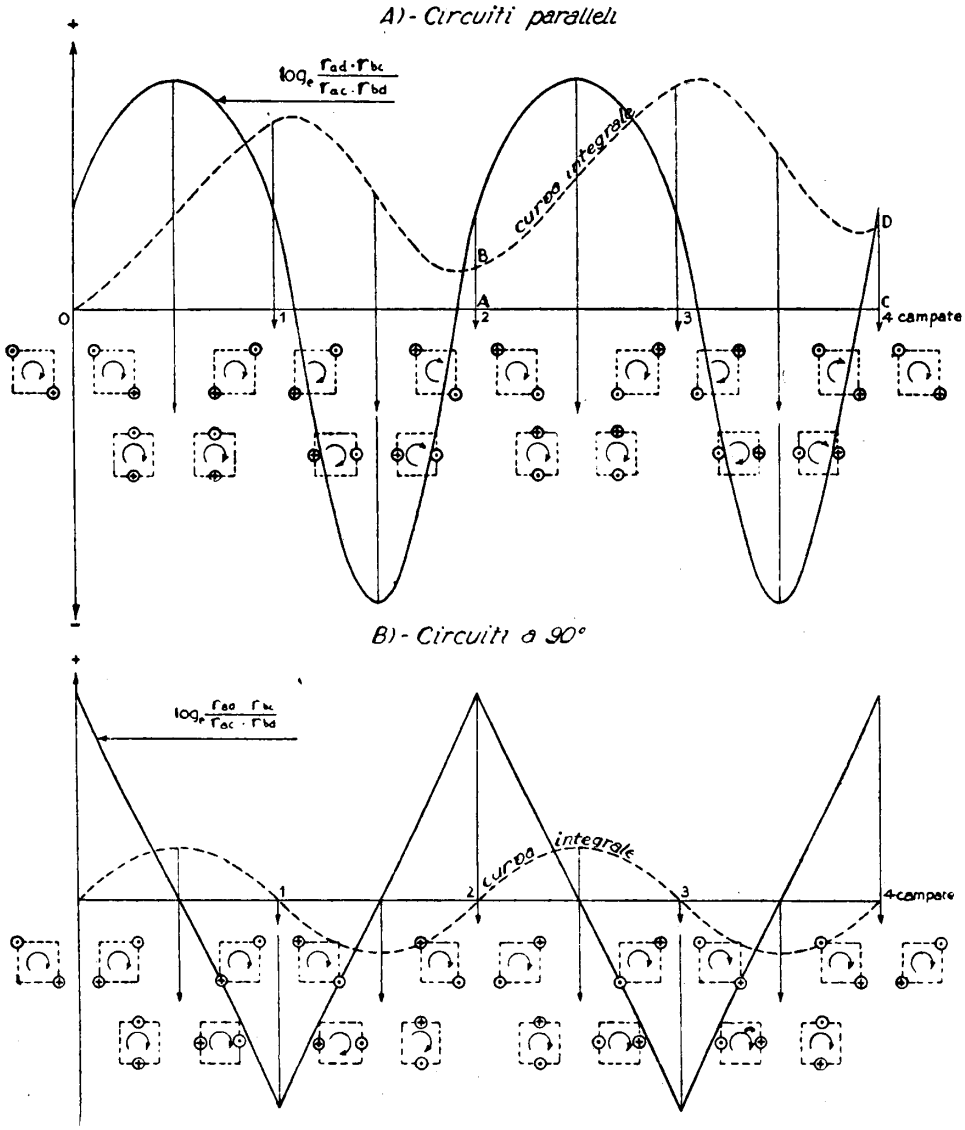
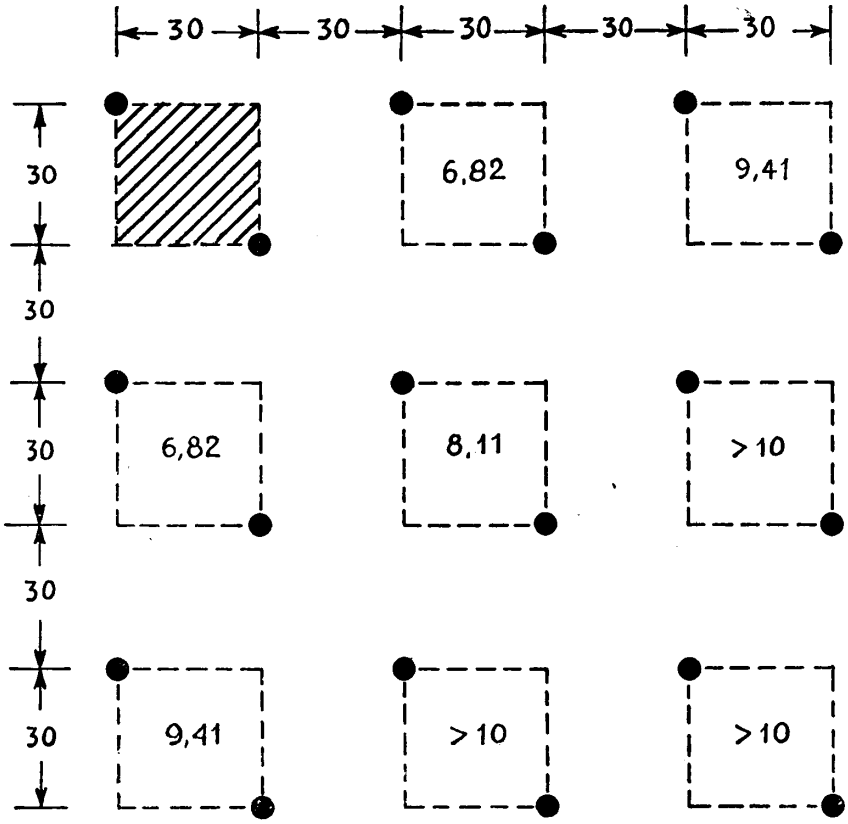


Fig. 451 – Diafonia fra circuiti reali di bicoppie adiacenti ruotate con continuità.

oltre). Di solito però si rinuncia a questa complicazione, perchè i virtuali non si impiegano in a. f.

La rotazione continua delle bicoppie in quadrato è stata adoperata quasi da tutte le nazioni europee, con differenti modalità di applicazione. In particolare



N.B. – Il circuito inducente è quello tratteggiato in alto a sinistra

Fig. 452 ÷ Attenuazione di paradiafonia (in neper) per circuiti reali paralleli di bicoppie diverse (rotazione continua di tutte le bicoppie).

in Isvezia, allo scopo di rendere uniforme l'attenuazione di paradiafonia fra i reali, usano intercalare dei tratti di diversa lunghezza per le diverse bicoppie di una linea, nei quali i fili non vengono ruotati. La semplice regola è la seguente:

bicoppia n° 1 (tipo 1) : rotazione continua;
» n° 2 (» 9/10): nove campate ruotate e una diritta;
» n° 3 (» 9/11): nove campate ruotate e due diritte;
» n° 4 (» 9/12): nove campate ruotate e tre diritte;
» n° 5 (» 7/8): sette campate ruotate e una diritta;
» n° 6 (» 7/9): sette campate ruotate e due diritte;
» n° 7 (» 7/10): sette campate ruotate e tre diritte;
» n° 8 (» 5/6): cinque campate ruotate e una diritta;
» n° 9 (» 5/7): cinque campate ruotate e due diritte;
» n° 10 (» 5/8): cinque campate ruotate e tre diritte;
» n° 11 (» 3/4): tre campate ruotate e una diritta;
» n° 12 (» 3/5): tre campate ruotate e due diritte.

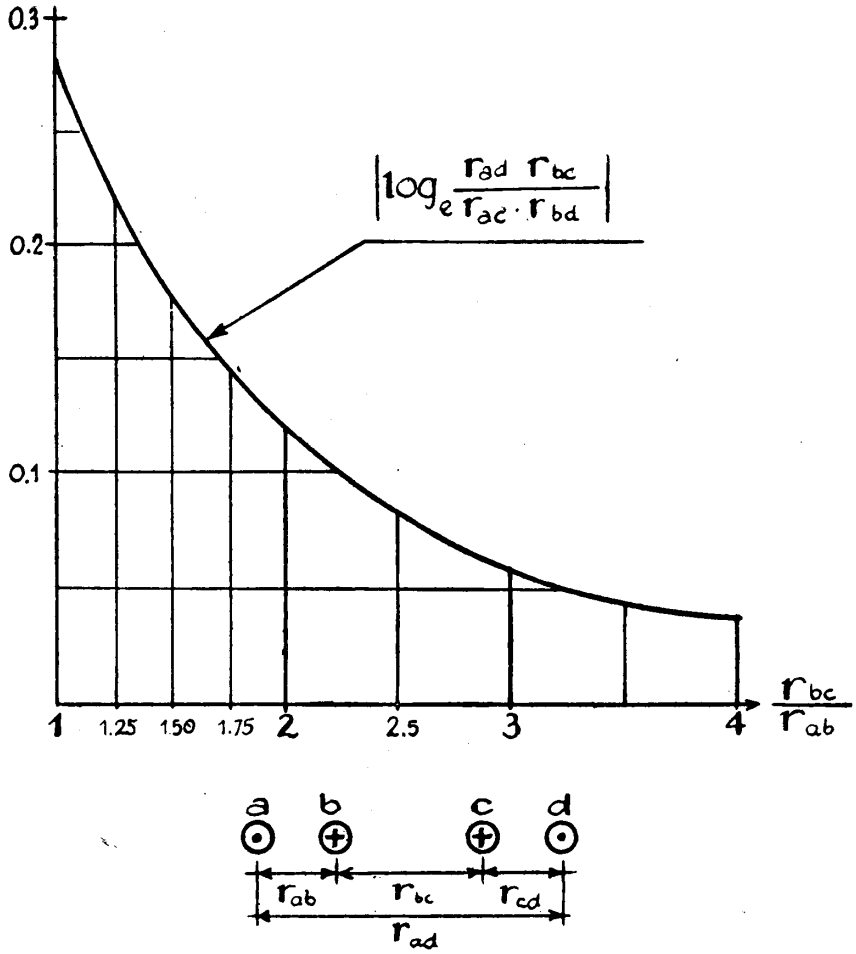


Fig. 453 – Andamento del coefficiente logaritmico in funzione della posizione (circuiti in piano).

Con ciò i circuiti reali vengono ad assumere, rispetto alla attenuazione di diafonia, caratteristiche più uniformi, comprese mediamente fra quelle indicate sopra ai punti *a*) e *b*).

B) *Linea con circuiti in piano.* — Secondo questo sistema, seguito specialmente in America e, da una quindicina d'anni, in Inghilterra, le coppie corrono parallele in piani orizzontali e vengono incrociate sui pali seguendo una regola prestabilita per la riduzione al minimo della diafonia. L'uso dei circuiti virtuali è

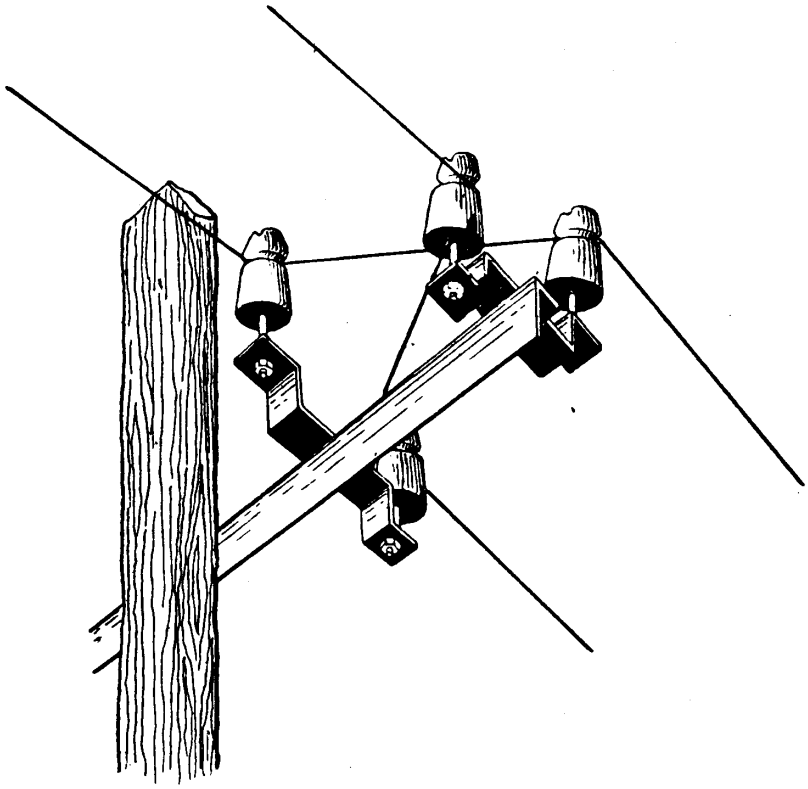


Fig. 454 – Disposizione dei fili sul palo di incrocio di un circuito in piano.

abolito nelle linee più moderne per evitare la complicazione eccessiva degli armamenti. Poichè l'accoppiamento è tanto minore quanto più prossimi sono fra di loro i fili di un circuito e quanto più grande è la distanza fra le coppie (come può verificarsi con la 169-2), la prima misura è stata ridotta da 30 cm (12 pollici) a cm 20 (8 pollici) e la seconda aumentata a 60 cm in senso orizzontale e 90 cm circa in senso verticale (linee americane del gruppo Bell).

Nella fig. 453 è indicata la legge secondo cui diminuisce l'accoppiamento di due circuiti paralleli disposti in piano al crescere del rapporto fra la loro distanza

reciproca e la distanza dei due conduttori di ciascuna. Passando dal rapporto 1 a quello 3 (al quale corrispondono le misure sopra indicate, adottate nell'armamento tipo Bell), l'accoppiamento si riduce a circa $^1/_5$; sensibile pertanto è il vantaggio che si ottiene allontanando i circuiti e riducendo la distanza fra i fili.

Il tipo d'armamento suggerito, in via di esperimento, dall'Amministrazione P.T.T. italiana, allo scopo di continuare l'utilizzazione delle traverse di fabbricazione anteriore, fissa la distanza fra i fili in cm 30, e porta la distanza fra le coppie a cm 60, in senso sia verticale che orizzontale.

Per realizzare l'incrocio a palo si può ricorrere all'impiego di isolatori a doppia gola; nelle linee finora attuate in Italia si è adottato il sistema illustrato in fig. 454, che fa uso di ferri speciali a doppio *Z* e di isolatori normali o di modello speciale in vetro « pirex ».

Il sistema delle trasposizioni usato in America (ed estensibile a tutti gli armamenti del tipo in esame) è il seguente:

La sezione di compensazione consta di 32 passi. Entro tale ambito è possibile determinare 31 diversi tipi di trasposizione (per altrettanti circuiti). Infatti (vedasi la fig. 455), chiamati *fondamentali* i tipi:

tipo 1 - con incrocio dei due fili ad ogni passo, e cioè con 32 incroci nella intera sezione;
» 2 - idem ogni 2 passi (16 incroci nella sezione);
» 4 - idem ogni 4 passi (8 incroci nella sezione);
» 8 - idem ogni 8 passi (4 incroci nella sezione);
» 16 - idem ogni 16 passi (2 incroci nella sezione);

da questi tipi fondamentali possono essere derivati, per addizione, tutti gli altri. L'addizione va intesa come sovrapposizione dei due o più tipi fondamentali, con l'avvertenza che quando su di un palo d'incrocio cadono due (o un numero pari) di incroci, essi si elidono (infatti l'incrocio corrisponde alla rotazione dei due fili di 180°, e la somma di due incroci dà 360° = 0°), mentre l'incrocio rimane quando si sovrappongono su di un palo un numero dispari di trasposizioni.

Così il tipo 3 = 1 + 2, risulta dalla sovrapposizione del tipo 1 e del tipo 2, ed avrà incrocio sui pali n° 1, 3, 5, 7, ecc., dato che sui pali pari si sovrappongono, elidendosi, sia gli incroci del tipo 1 che quelli del tipo 2.

Si osservi che, fissato il numero di un tipo, è facile determinare quali sono i tipi fondamentali componenti. Infatti, ogni numero intero può essere scomposto in una somma di potenze successive del 2, secondo la formula

$$N = 2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 + 2^4 + \ldots\ldots$$
$$= 1 + 2 + 4 + 8 + 16 + \ldots\ldots$$

di cui qualche termine può mancare.

Si dimostra che, dati due circuiti in piano, paralleli, di cui uno inducente privo di incroci ed uno indotto, incrociato a distanze regolari *d*, col crescere della fre-

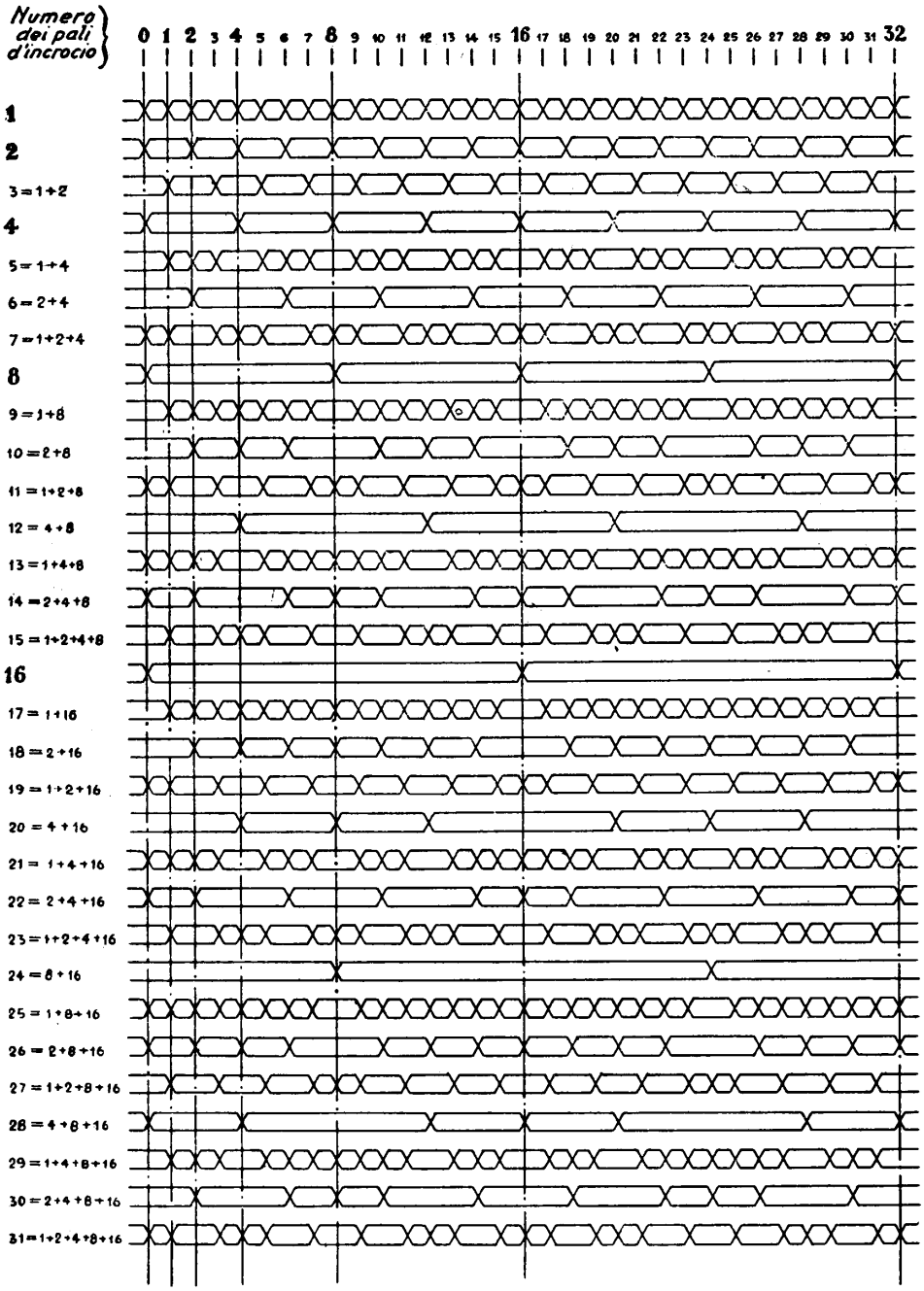


Fig. 455 – Regola degli incroci per circuiti in piano.

quenza f l'attenuazione di diafonia assume un andamento periodico, intorno ad un valore medio corrispondente all'attenuazione di diafonia che si avrebbe fra i due circuiti stessi, entrambi privi di incroci. Questo andamento è disegnato per i tipi fondamentali di incroci nelle curve di fig. 456, in funzione del prodotto $f \times d$ (scala

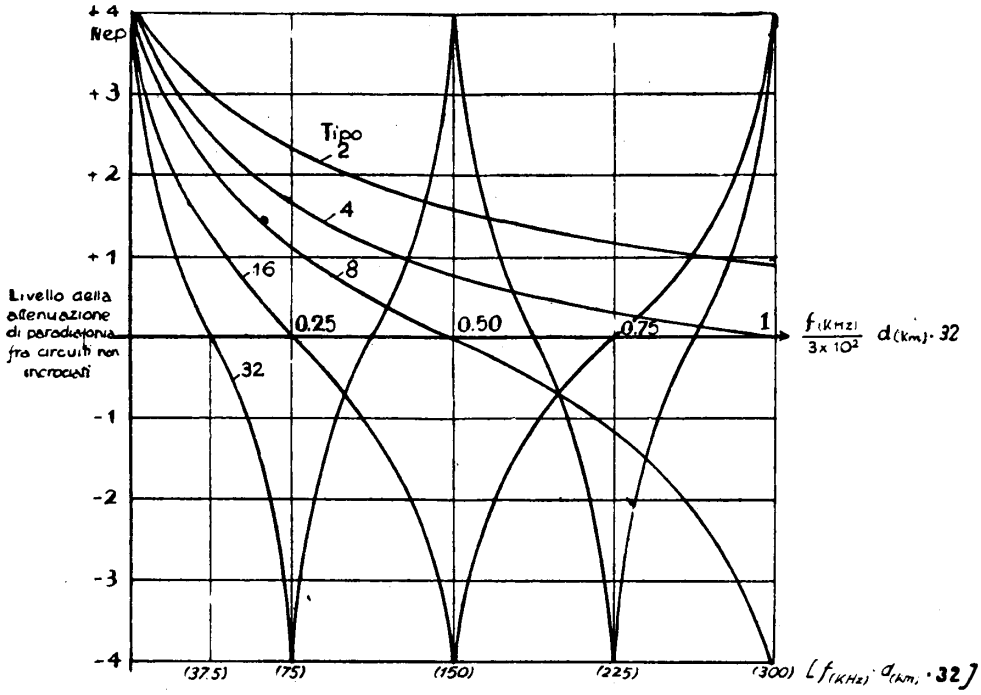


Fig. 456 – Attenuazione supplementare di paradiafonia realizzata con i tipi fondamentali di incroci in piano.

delle ascisse inferiore). Procedendo dalle frequenze più basse, la prima frequenza caratteristica è quella data da

$$f_1 = \frac{37{,}5}{d} \tag{173-1}$$

(con f in kHz e d in km) e ad essa corrisponde una riduzione della attenuazione di diafonia al valore che si avrebbe senza incroci. Pertanto il valore di d deve essere scelto così basso, che la relazione

$$f_1 < \frac{37{,}5}{d} \tag{173-2}$$

sia verificata per la frequenza più elevata che si vuole trasmettere; in caso contrario l'effetto degli incroci risulta nullo.

Aumentando la frequenza, si arriva ad un valore

$$f_2 = \frac{75}{d} \qquad (173\text{-}2)$$

per il quale l'attenuazione di diafonia si annulla. È questo il valore della cosidetta *1ª frequenza di risonanza o di assorbimento* del circuito incrociato, ed è tanto più elevato quanto più corta è la distanza fra gli incroci.

Dovendo arrivare alla trasmissione di frequenze dell'ordine di 150 kHz, il passo minimo di incrocio (cioè la lunghezza pari ad $^1/_{32}$ della sezione di compensazione) risulterebbe, in base alla (173-2):

$$d = \frac{37{,}5}{150} = 250 \text{ m.}$$

In pratica conviene tenersi alquanto lontani da questo limite affinchè l'effetto degli incroci sia sensibile e le già citate norme P.T.T. fissano 250 m per i circuiti portanti fino a 30 kHz e 100 m per i circuiti portanti fino a 150 kHz (rispettivamente m 8000 e m 3200 per la massima lunghezza della sezione di compensazione).

L'attenuazione minima di paradiafonia, che si ottiene, mediante il sistema in esame, fra circuiti adiacenti, posti alla distanza di cm 30, è di circa 6 neper in senso orizzontale e di poco meno (5,7) in senso verticale. La telediafonia è sempre teoricamente nulla. Questi valori crescono, come sappiamo, con l'aumento della distanza fra le coppie. A cm 60 (armamento P.T.T.) la paradiafonia diventa 7,5 neper in senso orizzontale e 6 neper circa in senso verticale (valori teorici). Nella fig. 457 sono stati messi a confronto i valori della attenuazione di paradiafonia che si hanno per una palificazione, senza e con trasposizioni.

Circa la scelta pratica dei tipi di incrocio per una determinata linea, che sia composta (come di solito avviene) di un numero di circuiti minore di 31, si adotta il seguente criterio: si fissa arbitrariamente il tipo di incrocio per il 1° circuito e poi si determinano gli altri in modo che la somma dei tipi, presi a due a due (intendendo per *somma* la sovrapposizione precedentemente spiegata) dia, in tutti i casi, un tipo risultante tale che, in esso, gli incroci che si ripetono periodicamente siano in numero *dispari*. Per esempio, se per il 1° circuito si sceglie il tipo 4, e per il 2° si sceglie il tipo 7, il risultante (4+7) ha gli incroci tre passi si ed uno no, e la sezione che si ripete con regolarità, comprendente 4 passi, consta di 3 incroci, in numero dispari come richiesto. La ragione di questa regola discende da considerazioni sulla compensazione degli effetti di doppia diafonia, che qui ovviamente non si riportano.

Le linee con circuito in piano risentono sensibilmente delle irregolarità longitudinali causate dagli spostamenti dei pali di incrocio (per gli ostacoli del terreno come corsi d'acqua, case, manufatti stradali, ecc.) in avanti o indietro rispetto alla posizione del progetto. Per le frequenze, soprattutto, al disopra dei 100 kHz,

l'effetto delle irregolarità può essere tale da ridurre notevolmente, e talvolta, da annullare quasi il vantaggio procurato mediante gli incroci. Si rende perciò necessario, nelle linee di nuova costruzione, l'adottare, in sede di picchettazione, un piano di compensazioni longitudinali, atto a neutralizzare le irregolarità, col risultato di riportare il valore medio del passo di incrocio alla grandezza teorica prevista. Per far questo si deve provvedere, entro ogni sezione di compensazione, a spostare a bella posta uno o più pali di incrocio nella direzione giusta onde ottenere

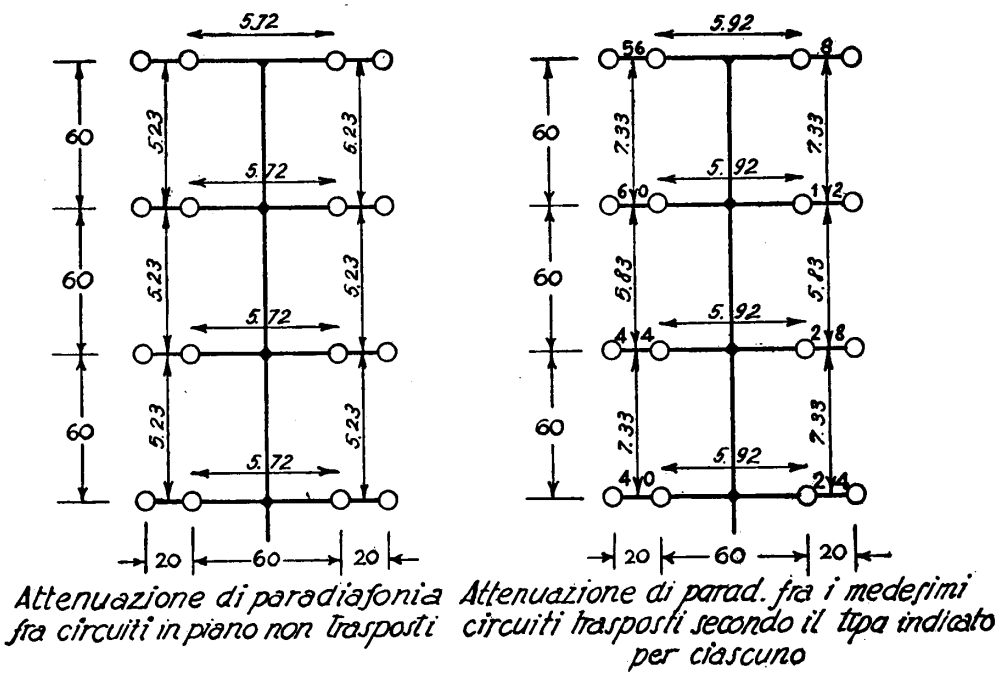


Fig. 457 – Confronto fra le attenuazioni di paradiafonia fra circuiti in piano non trasposti e trasposti.

la compensazione stessa. Sulle modalità di tale studio non è però il caso di dilungarsi, anche perchè l'uso esteso di circuiti in piano non è cosa che possa ritenersi prossima nel nostro Paese. Si deve infatti riflettere, a questo proposito, che fino ai limiti del possibile converrà sfruttare i tipi di armamento già esistenti, migliorandoli gradualmente, per l'impiego delle alte frequenze, secondo il metodo delle rotazioni continue illustrato al precedente punto *A*). E questi limiti sono piuttosto elevati perchè, anche ponendosi nel caso di una linea con 4 sole bicoppie, e limitandosi ad utilizzare in alta frequenza i soli reali di ciascuna bicoppia, si può arrivare, con i tipi di apparecchiature in uso, a caricare la linea con $3 \times 8 = 24$ canali fino a

30 kHz e 5 × 8 = 40 canali oltre i 50 kHz; una siffatta linea, pertanto, su 16 conduttori, è in grado di portare 76 circuiti, cioè:

8	circuiti	fisici reali
8	»	fisici virtuali (da impiegare eventualmente in telegrafia)
24	circuiti	in a. f. per media distanza
40	»	in a. f. per breve distanza
Totale 76	circuiti.	

IV. Studio meccanico delle linee aeree.

174. Calcolo della stabilità dei conduttori. — Un filo sospeso fra due appoggi rigidi è in equilibrio per effetto delle forze applicate esterne e delle forze o tensioni interne.

Le forze esterne, che si suppongono agenti in un piano verticale, sono: il peso proprio del conduttore e gli eventuali sovraccarichi (neve, ghiaccio e vento).

Le tensioni variano da un punto all'altro; vengono considerate specialmente: la tensione nel punto più basso, e quelle che il filo esercita sugli appoggi.

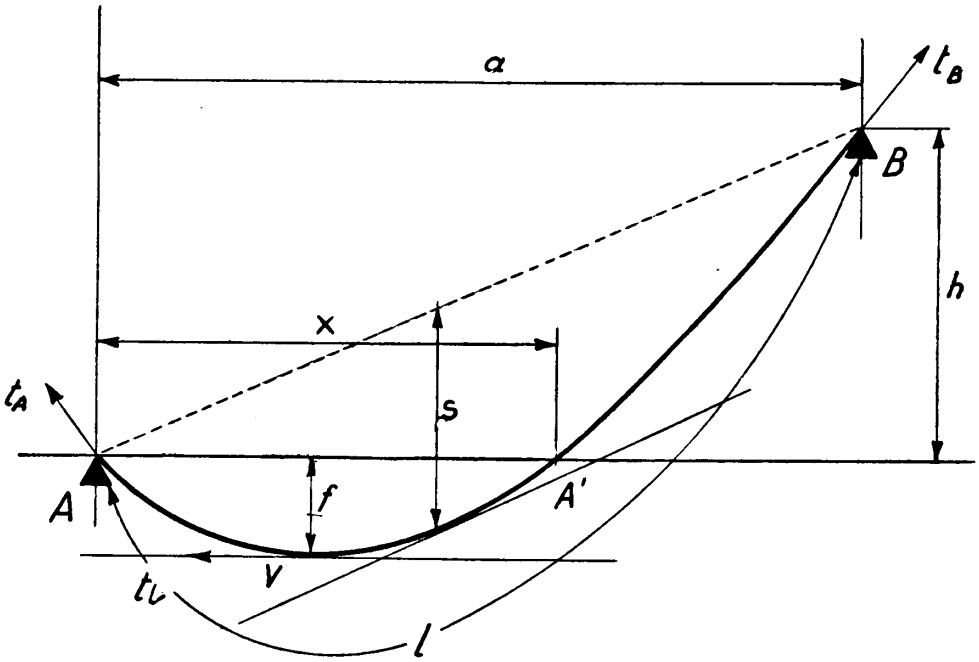


Fig. 458 – Campata con appoggi in dislivello.

La forma che il filo assume è quella di una curva detta « catenaria », molto simile ad una parabola. Con riferimento alla fig. 458, le caratteristiche geometriche della catenaria sono le seguenti:

h : il *dislivello* (fra gli appoggi A-B);
a : la *campata* (distanza orizzontale fra gli appoggi);
v : il *vertice*, o punto più basso della catenaria;
f : la *freccia* (distanza verticale fra vertice ed appoggio inferiore);
s : la *saetta* (distanza verticale fra la linea che congiunge gli appoggi ed una parallela a questa tangente alla catenaria);
l : la *lunghezza* del conduttore.

Il caso più comune in pratica è quello della catenaria con appoggi al medesimo livello. La curva diviene, allora, simmetrica rispetto al vertice, e la freccia si confonde con la saetta (fig. 459).

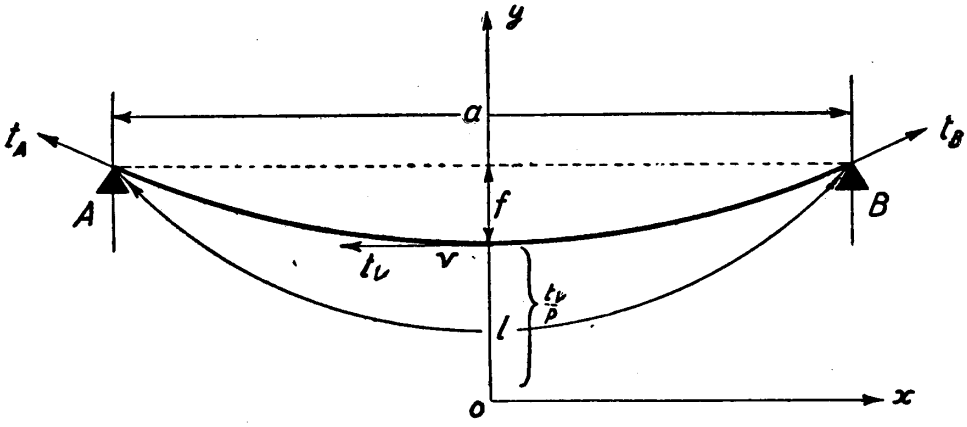


Fig. 459 – Campata con appoggi a livello.

175. Campata con appoggi a livello. — L'equazione di una catenaria è la seguente:

$$y = \frac{t_v}{p} \cosh \frac{x\,p}{t_v} \qquad (175\text{-}1)$$

nella quale p è il peso (in kg) di un metro di filo, e t_v la tensione (in kg) al vertice. La funzione cosh può essere sviluppata in serie così:

$$\cosh n = 1 + \frac{1}{2} n^2 + \frac{1}{4!} n^4 + \ldots$$

Poichè nei casi che ci interessano ($f < a$), nel 3° termine dello sviluppo il deno-

minatore prevale grandemente sul numeratore, il valore di:

$$n^4 = \frac{x^4 p^4}{t_v^4}$$

è molto piccolo e può venire trascurato rispetto al 2° termine dello sviluppo. La equazione della catenaria si riduce a:

$$y = \frac{t_v}{p}\left(1 + \frac{x^2 p^2}{2 t_v^2}\right)$$

e semplificando:

$$y = \frac{t_v}{p} + \frac{x^2 p}{2 t_v} \qquad (175\text{-}2)$$

che è l'equazione di una parabola con gli assi disposti come in fig. 459.

Se spostiamo gli assi, e facciamo coincidere il centro O con il vertice V, l'equazione si riduce ancora ad:

$$y = \frac{x^2 p}{2 t_v} \qquad (175\text{-}3)$$

che, posto

$$x = \frac{1}{2} a$$

ci dà il valore della *freccia* nel caso di una campata con appoggi a livello:

$$f = \frac{a^2 p}{8 t_v} . \qquad (175\text{-}4)$$

Da questa si deduce, nota la freccia, il valore della *tensione al vertice:*

$$t_v = \frac{a^2 p}{8 f} . \qquad (175\text{-}5)$$

Nelle (175-4, 5) al peso p ed alla tensione t_v possono essere sostituiti (dividendo numeratore e denominatore per la sezione del filo), il peso specifico γ_0 del materiale conduttore, e la tensione unitaria t_0.

Le due formule sono allora:

$$f = \frac{a^2 \gamma_0}{8 t_0} \qquad (175\text{-}6)$$

e

$$t_0 = \frac{a^2 \gamma_0}{8 f} ; \qquad (175\text{-}7)$$

in esse occorre badare all'omogeneità delle dimensioni, esprimendo f, a, per es., in m; γ_0 in kg/mm² · m; t_0 in kg/mm².

Altre formule sono:

tensione unitaria agli appoggi:

$$t_A = t_B = t_0 + \gamma_0 f \tag{175-8}$$

lunghezza del filo:

$$l = a\left(1 + \frac{a^2 \gamma_0^2}{24\, t_0^2}\right) \tag{175-8}$$

o anche, in funzione della freccia:

$$l = a + \frac{8\, f^2}{3\, a}. \tag{175-8 bis}$$

Quando il conduttore viene sollecitato anche da un sovraccarico, occorre tenerne conto, introducendo nelle (175-4, 5) in luogo del peso p il peso totale di un metro di filo, gravato dei sovraccarichi agenti su tale lunghezza. Detto p_s il totale dei sovraccarichi per metro, basta sostituire p con $(p + p_s)$. Dividendo $(p + p_s)$ per la sezione del conduttore si ottiene un numero γ, che tiene virtualmente conto del peso proprio e dei sovraccarichi, e può essere considerato come il peso specifico fittizio del conduttore sovraccaricato.

Introducendo γ in luogo di γ_0 nelle (175-6, 7) si ottengono le formule per il caso di un conduttore con sovraccarico:

$$f = \frac{a^2 \gamma}{8\, t_0} \tag{175-10}$$

$$t_0 = \frac{a^2 \gamma}{8\, f} \tag{175-11}$$

Le formule fin qui dedotte considerano il filo dal lato puramente geometrico, senza tener conto del fatto che sotto l'applicazione delle forze esterne il filo si allunga. Nell'ipotesi che le tensioni nel metallo si mantengano al disotto del limite di elasticità, si può ammettere che gli allungamenti siano proporzionali alle tensioni, cioè che, nel passaggio dalla tensione t' alla t'' sia $\frac{\Delta l_t}{l} = \frac{t'' - t'}{E}$ da cui

$$\Delta l_t = \frac{1}{E}(t'' - t')\, l \tag{175-12}$$

in cui Δl_t è l'allungamento elastico della lunghezza l considerata, $(t'' - t')$ la differenza di tensione che ha provocato l'allungamento Δl_t, ed E il modulo di elasticità del materiale costituente il filo.

Se il conduttore, inoltre, è sottoposto a variazioni di temperatura, si hanno variazioni di lunghezza proporzionali, secondo la formula:

$$\Delta l_\theta = \alpha (\theta'' - \theta') l \tag{175-13}$$

con θ'' e θ', valori estremi dell'escursione termica cui corrisponde l'allungamento Δl_θ, ed α coefficiente di dilatazione termica.

Combinando le (175-12, 13) otteniamo l'allungamento causato da uno sforzo meccanico e da un aumento di temperatura simultanei:

$$(l'' - l') = \Delta l_\theta + \Delta l_t = \left(\alpha (\theta'' - \theta') + \frac{1}{E} (t'' - t')\right) l$$

od anche, per essere l molto prossimo ad a (campata):

$$(l'' - l') = \left(\alpha (\theta'' - \theta') + \frac{1}{E} (t'' - t')\right) a. \tag{175-14}$$

Supponiamo adesso che l' sia la lunghezza del filo alla tensione unitaria di posa t_0, che durante tale posa la temperatura sia di θ_0 gradi, ed il filo non sia sovraccaricato, per cui il suo peso specifico sia γ_0; l' secondo la (175-8) sarà:

$$l' = a \left(1 + \frac{a^2 \gamma_0^2}{24 t_0^2}\right).$$

Corrispondentemente, l'' sia la lunghezza che si ha quando la tensione passa da t_0 a t, la temperatura da θ_0 a θ ed il filo viene sovraccaricato (peso specifico da γ_0 a γ); l'', sempre secondo la (175-8) sarà:

$$l'' = a \left(1 + \frac{a^2 \gamma^2}{24 t^2}\right).$$

Sostituendo nella (175-14), e dividendo per a:

$$\frac{a^2 \gamma^2}{24 t^2} - \frac{a^2 \gamma_0^2}{24 t_0^2} = \alpha (\theta - \theta_0) + \frac{1}{E} (t - t_0)$$

ed infine (moltiplicando per $E t^2$ ed ordinando):

$$t^3 + \left\{\left[\frac{a^2 \gamma_0^2}{24 t_0^2} + (\theta - \theta_0) \alpha\right] E - t_0\right\} t^2 = \frac{a^2 \gamma^2 E}{24}. \tag{175-15}$$

Questa equazione permette di calcolare il valore della nuova tensione unitaria t dalla quale il filo è sollecitato quando la temperatura ed il sovraccarico variano rispetto alle condizioni di posa.

Noto t si può dedurre il nuovo valore della freccia mediante la (175-10).

176. Campata con appoggi in dislivello. — Riferendoci alla fig. 458 e chiamando x la distanza orizzontale fra A ed A' (punto che si trova allo stesso livello di A) si dimostra che:

$$x = a - \frac{2\, t_0\, h}{a\, \gamma} \tag{176-1}$$

e considerando la porzione di campata fra A e A', lunga x, si può scrivere:

$$f = \frac{\gamma\, x^2}{8\, t_0}. \tag{176-2}$$

Pertanto, stabilita la tensione t_0 al vertice, conoscendo h ed il peso specifico fittizio del filo, è possibile ricavare il valore della freccia anche nelle campate con appoggi in dislivello. La tensione unitaria in corrispondenza dell'appoggio più alto è data da:

$$t_B = t_0 + \gamma\, (f + h).$$

177. Dati numerici e discussione delle formule. — Il modulo di elasticità che compare nella (175-15) assume i seguenti valori:

Fili di rame	13.000	kg/mm²
» » bronzo	12.500	»
» » acciaio	21.000	»
» » ferro	18.000	»
» » alluminio (trecciola Aldrey)	5.500	»

Il coefficiente di dilatazione termica lineare α ha i valori:

Fili di rame o bronzo	17×10^{-6}
» » ferro o acciaio	12×10^{-6}
» » Aldrey (treccia)	23×10^{-6}

Il peso specifico in kg/mm² · km è dato da:

Fili di rame o bronzo	8,8 ~ 8,9
» » ferro e acciaio	7,85
» » Aldrey (treccia)	2,7

Nella formula (175-6) si osserva che, a parità di altre condizioni, le frecce sono proporzionali al quadrato della lunghezza della campata; si presenta quindi praticamente la necessità di limitare la lunghezza delle campate in tutti i casi in cui la configurazione del terreno non consente grandi valori della freccia senza ricorrere all'impiego di sostegni eccessivamente alti e quindi costosi.

Esempio. — Riferendoci ad un filo di bronzo avente peso specifico $8{,}9 \times 10^{-3}$ kg/mm² · m tesato con una tensione unitaria di 11 kg/mm² temp. 10° C si trova per una campata di 20 metri:

$$f_1 = \frac{20^2 \times 0{,}0089}{8 \times 11} = 4{,}05 \text{ cm}$$

per una campata di 50 metri:

$$f_2 = \frac{50^2 \times 0{,}0089}{8 \times 11} = 25{,}2 \text{ cm}$$

e per una campata di 150 metri:

$$f_3 = \frac{150^2 \times 0{,}0089}{8 \times 11} = 228 \text{ cm.}$$

Nei tre casi sopra citati, se la campata ha gli appoggi a livello, la tensione agli appoggi è data da (175-8):

$$t_{20} = t_0 + \gamma f_1 = 11 + 0{,}0089 \times 4{,}05 = 11{,}00036 \text{ kg/mm}^2$$
$$t_{50} = t_0 + \gamma f_2 = 11 + 0{,}0089 \times 25{,}2 = 11{,}00224 \quad »$$
$$t_{150} = t_0 + \gamma f_3 = 11 + 0{,}0089 \times 228 = 11{,}02029 \quad »$$

come si vede, la differenza è assai piccola, per cui può, per le campate normali, ritenersi uguale il valore della tensione unitaria sia agli appoggi che al vertice.

La lunghezza del filo, formula (175-8 bis) nei tre casi suddetti è:

$$l_{20} = 20 + \frac{8 \times 4{,}05^2 \times 10^{-4}}{3 \times 20} = 20{,}000218 \text{ cm}; \quad \Delta l_1 = 0{,}01 \text{ ‰ di } a$$

$$l_{50} = 50 + \frac{8 \times 25{,}2^2 \times 10^{-4}}{3 \times 50} = 50{,}00338 \text{ cm}; \quad \Delta l_2 = 0{,}067 \text{ ‰ di } a$$

$$l_{150} = 150 + \frac{8 \times 228^2 \times 10^{-4}}{3 \times 150} = 150{,}0924 \text{ cm}; \quad \Delta l_3 = 0{,}61 \text{ ‰ di } a;$$

le differenze fra l ed a risultano assai piccole, il che giustifica la semplificazione introdotta nella formula (175-14). Tenendo presente che la lunghezza media delle

campate telefoniche si aggira sui 50 m si può concludere che tanto nei preventivi quanto nei consuntivi la lunghezza del filo steso può computarsi senza grave errore uguale alla sommatoria delle campate, tanto più se si tien conto dell'allungamento elastico subito dal filo in seguito alla tensione di posa.

Infatti, considerando che, in seguito alla tesatura, un filo passa dalla tensione unitaria nulla ad una tensione t, si può calcolare che, posto $E = 1{,}3 \times 10^4$ kg/mm², $\Delta l = \frac{t\,l}{E}$ corrisponde nei tre casi prima considerati a:

$$\Delta l_1 = \frac{11 \times 20}{1{,}3 \times 10^4} = 1{,}69 \text{ cm} = 0{,}84 \text{ ‰ di } l$$

$$\Delta l_2 = \frac{11 \times 50}{1{,}3 \times 10^4} = 4{,}23 \text{ cm} = 0{,}84 \text{ ‰ di } l$$

$$\Delta l_3 = \frac{11 \times 150}{1{,}3 \times 10^4} = 12{,}6 \text{ cm} = 0{,}84 \text{ ‰ di } l.$$

Ben inteso, supponendo che la tensione interna sia costante, di 11 kg/mm².

Da questi valori appare che l'allungamento elastico è sempre superiore al maggior sviluppo di filo prodotto dalle frecce.

In assenza di sovraccarico l'accrescimento della tensione unitaria per una diminuzione della temperatura è molto maggiore nelle campate corte che nelle campate lunghe. Precisamente, alla temperatura — 20° C, se la tensione di posa a +10° C era di 11 kg/mm² risulta:

$t_{(-20°C)}$	per	campata	di	20 m	= 17,35	kg/mm²
$t_{(-20°C)}$	»	»	»	50 »	= 16,90	»
$t_{(-20°C)}$	»	»	»	150 »	= 14,21	»

Questi valori si ottengono ponendo nella formula (175-15): $t_0 = 11$; $\alpha = 16{,}5 \times 10^{-6}$; $E = 1{,}3 \times 10^4$; $\gamma = \gamma_0 = 8{,}9$; $\theta = -20°$ C; $\theta_0 = +10°$ C. Se ne conclude che quando un sostegno sorregge due campate disuguali, posate a tensione uguale, ad una determinata temperatura, viene sollecitato differentemente dai conduttori delle due campate quando si manifestano sbalzi di temperatura; e precisamente la *campata più corta, col freddo, tira di più.*

A parità di salto di temperatura, *l'aumento della tensione unitaria dovuta a sovraccarico è molto maggiore nelle campate lunghe che nelle campate corte.* Per esempio se da $\gamma_0 = 8{,}9$ si passa a $\gamma = 300$ kg/mm² · km essendo $\theta - \theta_0 = -30°$ C; $\alpha = 16{,}5 \times 10^{-6}$; $E = 1{,}3 \times 10^4$; $t_0 = 11$ kg/mm²; si ottiene (sempre dalla 175-15) che:

in una campata di 20 m: $t = 34{,}08$ kg/mm²;

ed in una campata di 50 m: $t = 55{,}75$ kg/mm².

178. Calcolo dei sovraccarichi sui conduttori. — Si presentano i due casi, talvolta concomitanti, di vento e manicotto di ghiaccio.

Vento. — La pressione esercitata dal vento, spirante in senso orizzontale e perpendicolarmente al filo è proporzionale al quadrato della velocità ed al diametro del filo. Esprimendo la velocità del vento V in km/ora e la spinta p_v in kg per metro lineare di filo del diametro d (metri) (incluso l'eventuale manicotto di ghiaccio) si ha la formula pratica per i nostri climi:

$$p_v = 0{,}0045\, V^2 d. \tag{178-1}$$

Per vento a 130 km/ora, $p_v = 76\ d'$.
Per vento a 65 km/ora, $p_v = 19\ d'$.

Manicotto. — Si assume convenzionalmente, per la temperatura minima di —20° C un manicotto di ghiaccio dello spessore di 12 mm con densità 0,92 (prescrizioni delle Ferrovie Stato).

Risulta per il peso del manicotto lungo 1 metro:

$$p_g = 0{,}42 + 35 \cdot d \ \text{(kg/m)}$$

con d espresso in metri (diametro netto del conduttore).

Talvolta si adotta la formula pratica:

$$p_g = 0{,}18 \sqrt{d} \tag{178-2}$$

dove, se d è il diametro dei fili in mm, p_g è espresso in kg/m. Questa formula dà valori di p_g alquanto minori.

Il calcolo della densità virtuale γ del filo in seguito al sovraccarico si calcola considerando che peso proprio del filo p e peso del manicotto p_g agiscono in un piano verticale, mentre il vento agisce in un piano orizzontale; componendo le forze con la regola del parallelogramma si ottiene:

$$P_{\text{totale}} = \sqrt{(p + p_g)^2 + p_v^2} \tag{178-3}$$

espresso in kg/m.

Per ottenere il *peso specifico fittizio* del filo con sovraccarico, si deve dividere il peso per chilometro, per la sezione in mm²:

$$\gamma\ (\text{kg/mm}^2 \cdot \text{km}) = \frac{P_{\text{totale}}\ (\text{kg}) \times 1000}{\text{Sezione}\ (\text{mm}^2)} \tag{178-4}$$

Il valore della densità fittizia γ dipende dal diametro del filo ed è maggiore per i fili piccoli, minore per i fili più grossi.

Esempio: Per filo bronzo ⌀ 2, vento a 130 km/ora e $p_g = 0{,}18 \sqrt{d}$ si ottiene

$$\gamma = 611\ \text{kg/mm}^2 \cdot \text{km}$$

Tabella di tesatura

Limiti di impiego: Filo br mm 2 fino a 60 m
» » » 2½ » » 80 »

Temperatura in °C	Campata 30 metri						Campata 40 metri					
	Frecce in cm	N° oscill. in 60″	Tensioni in kg				Frecce in cm	N° oscill. in 60″	Tensioni in kg			
			Assolute			Unitarie kg/mm²			Assolute			Unitarie kg/mm²
			2	2½	3				2	2½	3	
−20	5,8	138	54	84,5	121,5	17,25	10,4	102,8	53,5	84	120,5	17,1
−15	6,2	133	51	79,5	114	16,15	11	96,5	50,5	78,5	113,5	16,05
−10	6,62	129	47,5	74	106,5	15,10	12	99,5	47	73,5	106	15
− 5	7,1	124	44	69	99,5	14,10	12,7	93	44	68,5	99	14
0	7,65	120	41	64	92	13	13,7	89,6	41	64	92	13
+ 5	8,3	115	37,5	59	85	12	15	86,2	37,5	59	84,5	12
+10	9,1	110	34,5	54	77,5	11	16	82,6	34,5	54	77,5	11
+15	10	104,8	31	49	70,5	10	18	80,5	31,5	49	70,5	10,02
+20	11,1	99,5	28	44	63,5	9	19,7	74,7	28,5	44,5	64	9,05
+25	12,4	94,4	25	39,5	57	8	22	71	25,5	40	57,5	8,17
+30	14	88,5	22,5	35	50	7	24,4	67,1	23	36	51,5	7,3
+35	15,9	83,1	20	31	44,5	6,3	27	63,8	20,5	32,5	46,5	6,6
+40	18,2	77,7	17,5	27	39	5,5	30,3	60,2	18,5	29	41,5	5,9

N.B. – Per il bronzo da mm 4 le tensioni assolute si

mentre per filo bronzo ⌀ 3, vento a 130 km/ora e $p_g = 0{,}18\sqrt{d}$ si ottiene

$$\gamma = 302 \text{ kg/mm}^2 \cdot \text{km}.$$

Lo scarto è ancora maggiore se si considera un manicotto di 12 mm in entrambi i casi.

È d'uso fare le due ipotesi seguenti:

α) per le zone poco esposte: vento a 130 km/ora, temperatura minima —20° C;

β) per le zone molto esposte: vento a 65 km/ora, manicotto di ghiaccio da 12 mm di spessore, temperatura minima — 20° C.

179. Tabelle di tesatura. — Nella costruzione delle linee non è possibile ogni volta impostare e risolvere equazioni, come la (175-15), ma dato che nella pratica si impiega un numero limitato di tipi di conduttori, conviene compilare delle tabelle una volta tanto e basarsi su queste durante l'esecuzione dei lavori.

Esistono perciò *tabelle di tesatura* che, noto il tipo di conduttore e la lun-

per fili di bronzo.

Limiti di impiego: Filo br mm 3 fino a 100 m
t_0 (+10° C) = 11 kg/mm²

Campata 50 metri						Campata 60 metri					
Frecce in cm	N° oscill. in 60''	Tensioni in kg				Frecce in cm	N° oscill. in 60''	Tensioni in kg			
		Assolute			Unitarie kg/mm²			Assolute			Unitarie kg/mm²
		2	2 ½	3				2	2 ½	3	
16,4	81	53	83	119	16,9	24	67	52,5	82	118	16,7
17,5	79	50	78	112,5	15,9	25,5	66	49,5	77	111	15,7
18,6	78	47	73	105,5	14,9	27,4	64	46	72	103,5	14,7
20	74	43,5	68	98	13,9	29,2	61	43	67,5	97	13,75
21,6	72	40,5	63,5	91	12,9	31,4	59	40	63	90,5	12,8
23,2	69	37,5	58,5	84,5	11,95	33,7	57	37,5	58,5	84	11,9
25,2	66	34,5	54	77,5	11	36,4	55	34,5	54	77,5	11
27,6	63	31,5	49,5	71,5	10,1	39,4	53	32	50	71,5	10,17
30,3	60	29	45	65	9,2	42,8	51	29,5	46	66	9,35
33,2	57	26,5	41	59	8,4	45,4	49	27	42,5	60,5	8,62
36,6	55	24	37,5	53,5	7,6	50,7	47	25	38,5	56	7,9
40	52	22	34	49	6,95	54,9	45	23	36	51,5	7,3
43	50	20	31	44,5	6,3	60	43	21	33	47	6,7

otterranno moltiplicando le tensioni unitarie per 12,56.

ghezza della campata dànno la tensione unitaria o la freccia in corrispondenza ad alcuni valori della temperatura.

Per il calcolo delle tabelle occorre basarsi su determinate ipotesi. Per quelle in uso nel Gruppo STET si è fissata una temperatura media di posa di +10° C, una certa tensione unitaria t_0 per ciascun materiale e mediante la (175-15) sono stati ricavati i valori delle t alle varie temperature e per determinate lunghezze di campata.

Il valore di t_0 deve essere scelto in modo che le frecce alle massime temperature non siano eccessive (pericolo di contatto fra i fili) e, con il massimo sovraccarico, la tensione unitaria non raggiunga valori eccessivi. Per esempio, nelle tabelle STET è stabilito per il bronzo t_0 = 11 kg/mm², per l'acciaio t_0 = 9,27 kg/mm² e per l'aldrey t_0 = 3 kg/mm², a 10° C; e la sollecitazione massima:

per il bronzo: 30 kg/mm², pari ad $^1/_3$ del carico di rottura;
» l'acciaio: 45 kg/mm², pari ad $^1/_3$ del carico di rottura;
» l'Aldrey: 14 kg/mm², pari ad $^1/_2$ del carico di rottura.

Diamo nella tabella unita l'esempio di una tabella di tesatura per il bronzo.

Dovendo tesare sulla stessa palificazione promiscuamente conduttori di diversa natura (ad esempio bronzo ed acciaio) è necessario scegliere per entrambi i materiali una t_0 che comporti una stessa freccia a $+10°$. Il che vale a dire che le t_0 devono essere proporzionali ai pesi specifici dei materiali.

180. Verifica sperimentale delle tensioni e delle frecce. — Durante la tesatura è bene ricorrere all'impiego del *dinamometro* (fig. 460), per poter dare ad almeno un conduttore base le tensioni indicate dalle tabelle. Si può ricorrere anche alla misura delle frecce mediante *traguardo* (figg. 461 *a* e *b* e relative didascalie).

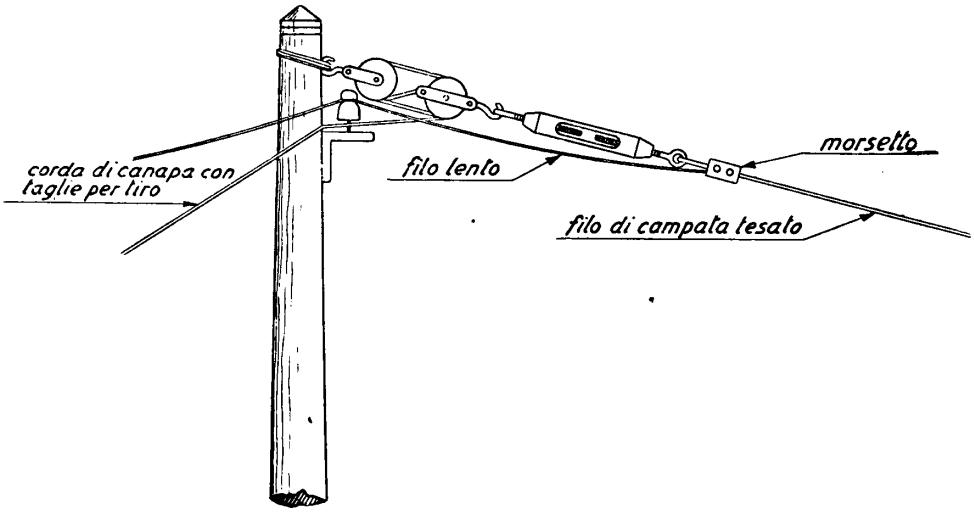


Fig. 460 – Inserzione del dinamometro per controllare la tesatura dei conduttori.

Per una campata già in opera ed anche durante la tesatura si può inoltre ricorrere al metodo delle *oscillazioni* (fig. 461 *c*); questo metodo approfitta del fatto che un filo teso, quando venga spostato dalla posizione di equilibrio, compie delle oscillazioni con un periodo che è funzione della freccia; il numero delle oscillazioni in 60″ è dato con approssimazione da:

$$n = \frac{331{,}66}{\sqrt{f}}$$

dove f è espresso in cm, da cui:

$$f = \frac{110.000}{n^2}\ ; \qquad (142\text{-}16)$$

n è indipendente dalla lunghezza della campata e dalla natura e diametro del filo.

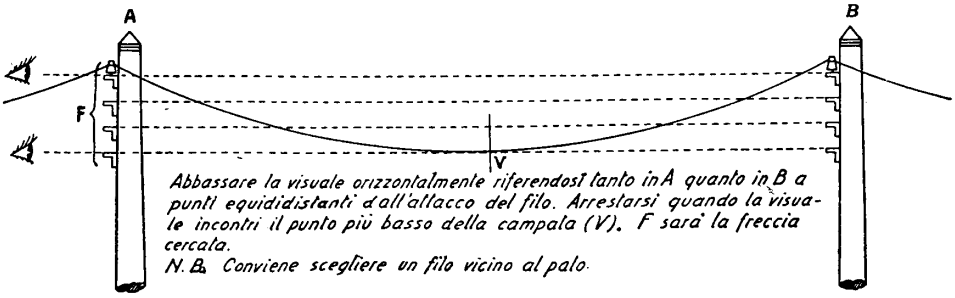


Fig. 461 *a* – Misura sbrigativa delle frecce.

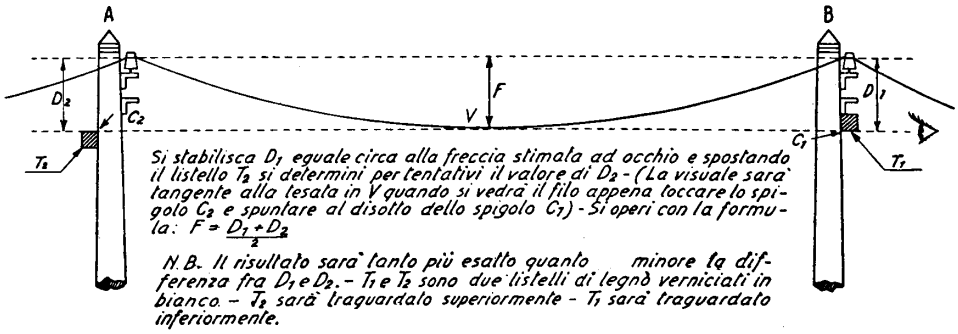


Fig. 461 *b* – Metodo più preciso per la misura delle frecce.

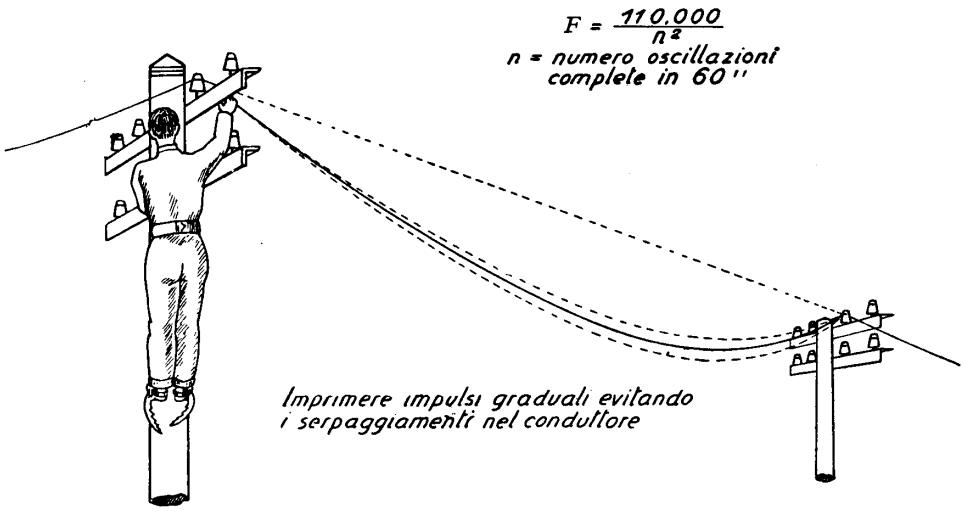


Fig. 461 *c* – Metodo delle oscillazioni per il controllo delle frecce.

181. Spinta del vento sul sostegno. — Trattandosi di un solido quasi cilindrico, si potrà adottare la formula (178-1), assumendo per d il diametro medio del palo; poichè in realtà il palo ha forma troncoconica, questa semplificazione è prudenziale in quanto aumenta il valore del momento flettente rispetto alla base del palo.

Sarà p_v la spinta del vento in kg per ogni metro di palo, e $P_v = p_v \times l$ la spinta totale (con l, in metri, uguale all'altezza del palo fuori terra). Con vento a 130 km/ora, $p_v = 76 \times d$, per cui

$$P_v = 76 \times d_{\text{metri}} \times l_{\text{metri}} \text{ (kg)}. \qquad (181\text{-}1)$$

Poichè è comodo nei calcoli supporre tutte le forze applicate al vertice del palo, si dovrà riportare a tale punto la P_v, che invece è applicata a metà altezza; basta perciò dividere P_v per 2.

182. Sollecitazioni trasmesse dai conduttori al sostegno. — Supponendo che il vento colpisca trasversalmente la linea, la spinta sui conduttori viene trasmessa ai sostegni, ed ogni sostegno deve sopportare la spinta che agisce sulla metà delle due campate adiacenti.

Questa spinta

$$P_v' = p_v \times N \times d$$

dove p_v è data sempre dalla (178-1), N è il numero dei conduttori e d la distanza fra i centri delle due campate adiacenti si potrà supporre, con approssimazione per eccesso, agente anch'essa alla cima del palo (se gli armamenti fossero molto estesi in altezza si dovrebbe anche calcolare con esattezza il baricentro degli sforzi esercitati dai fili, e riportare lo sforzo alla cima).

I conduttori possono ancora, in certe condizioni di sovraccarico o di temperatura trasmettere agli appoggi degli sforzi nel senso longitudinale della linea, derivanti da differenti tensioni nelle due campate adiacenti (vedi n° 177).

La differenza fra le tensioni, calcolate mediante la formula (175-15) agisce in corrispondenza del baricentro degli armamenti e si compone geometricamente con le forze trasversali (fig. 462).

Nei pali capilinea, deve essere considerato l'intero sforzo di trazione esercitata dalla campata (fig. 463).

In corrispondenza *degli angoli*, invece, occorre determinare il valore della risultante delle tensioni nelle due direzioni dei conduttori; quando queste tensioni sono uguali la risultante è diretta, naturalmente, secondo la bisettrice dell'angolo (fig. 464).

183. Verifica della stabilità dei sostegni. — I sostegni vengono sollecitati dalle seguenti forze:

— peso proprio e degli armamenti;
— spinta del vento sui sostegni e sugli armamenti;
— sforzi trasmessi dai conduttori.

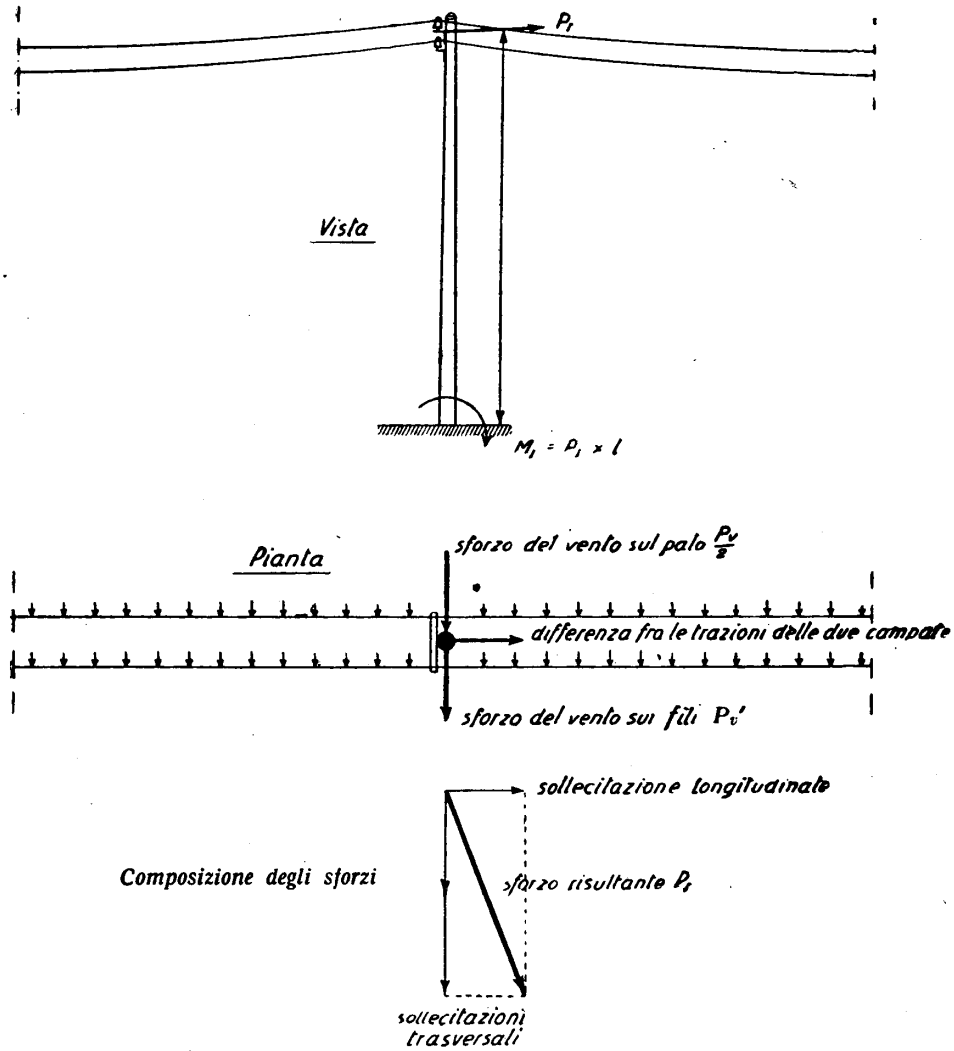


Fig. 462 – Sollecitazioni su di un sostegno di campata.

Mentre il peso del sostegno e dell'armamento agisce in senso verticale e non genera momento flettente, le altre forze che, come abbiamo visto, hanno componenti orizzontali, sollecitano l'appoggio a flessione.

Normalmente non è necessaria alcuna verifica dei sostegni agli sforzi verticali, che sono di piccola entità rispetto alla resistenza dei pali e delle paline alla compressione.

La verifica è invece necessaria per le forze agenti in direzione orizzontale.

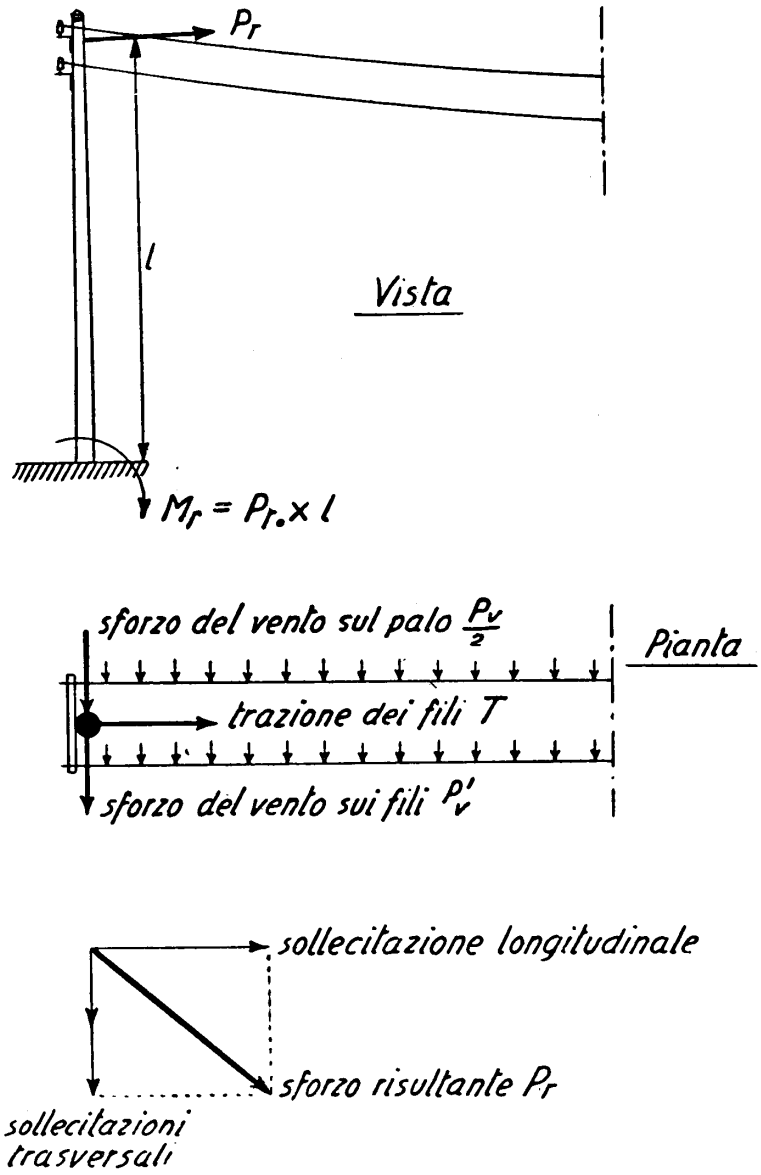


Fig. 463 – Sollecitazioni sopra un sostegno capolinea.

La stabilità di ogni sezione del sostegno è assicurata quando il rapporto del momento flettente al momento resistente produce nella sezione stessa una sollecitazione unitaria non superiore a determinati limiti, fissati per il materiale di cui è fatto il sostegno.

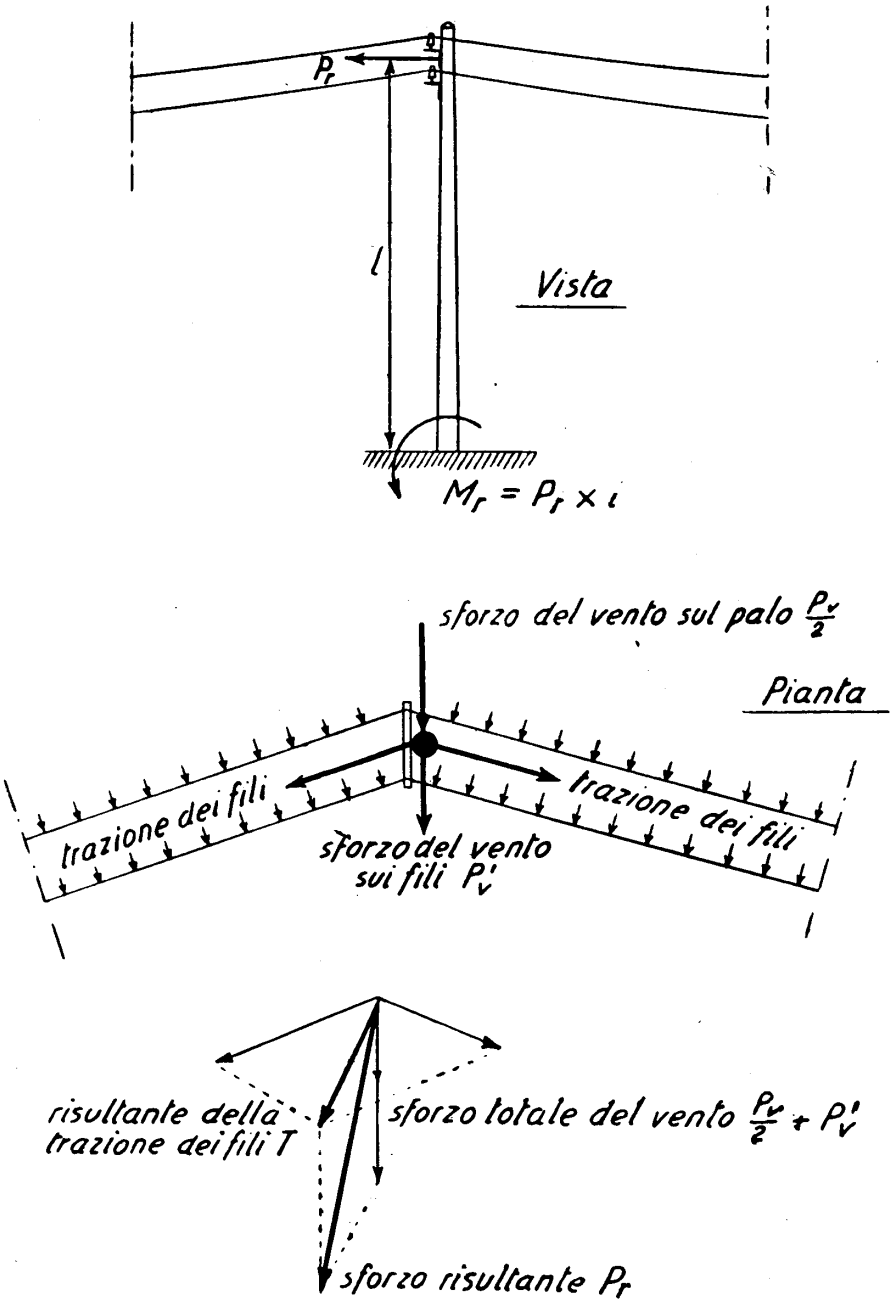


Fig. 464 – Sollecitazioni sopra un sostegno d'angolo.

Si ha, cioè:

$$\frac{M}{W} \leq \sigma_a \tag{183-1}$$

dove:

σ_a = carico di sicurezza (una percentuale del carico di rottura) in kg/cm²;
M = momento flettente della sezione considerata, in kg cm;
W = momento resistente, che nel caso di sezioni circolari piene è dato da

$$W = \frac{\pi d^3}{32} \text{ (cm}^3\text{)} \cong 0{,}1\, d^3. \tag{183-2}$$

Eseguita la composizione geometrica delle forze riportate ad uno stesso punto del sostegno (cioè al baricentro degli armamenti o alla punta del palo), si ottiene il momento flettente M moltiplicando lo sforzo risultante P_r per la distanza dal punto di applicazione alla linea di terra (cioè, generalmente, per l'altezza del palo fuori terra). La sezione di massima sollecitazione è, infatti, quella alla base del sostegno, perchè ivi il momento è massimo.

La tensione unitaria massima ammissibile σ_m, o carico di sicurezza, si può assumere fra gli 80 ed i 250 kg/cm², per le essenze varie (minimo per l'abete, massimo per le essenze forti). In media può assumersi σ_m = 100 kg/cm². Ciò corrisponde ad un coefficiente di sicurezza non inferiore a 2.

Per i pali di legno il diametro all'incastro, in cm, può essere perciò determinato direttamente con la formula:

$$d_i = 2{,}15 \sqrt[3]{\frac{M}{\sigma_a}}. \tag{183-3}$$

I pali in cemento ed i tralicci in ferro rappresentano un'eccezione negli impianti di linee telefoniche aeree. Per il loro dimensionamento si rimanda perciò ai manuali e trattati speciali.

184. Verifica della stabilità delle fondazioni. — I pali di legno solitamente non hanno bisogno di una speciale fondazione. In casi particolari, di pali d'angolo o d'ammarraggio (di cemento armato o di ferro) la base del palo è sostenuta da un blocco di calcestruzzo affondato nel terreno. In questi casi si deve anche verificare se la fondazione è in grado di resistere al *momento di rovesciamento* che si viene a determinare su di essa, cioè se questo momento soverchia il *momento di stabilità*.

Il momento di stabilità di un blocco affondato nel terreno è la somma del momento M_p dovuto al peso del blocco e del momento M_t prodotto dalla reazione del terreno contro una faccia verticale del blocco (fig. 465).

È:

$$M_p = P \frac{a}{2} \text{ (kgm)} \tag{184-1}$$

$$M_t = c \cdot b \cdot \frac{c}{2} \cdot K \text{ (kgm)} \qquad (184\text{-}2)$$

dove K è un coefficiente sperimentale (reazione specifica del terreno) che mediamente vale 5000 kg/m².

Il momento di stabilità totale è dato da: $M_s = M_p + M_t$.

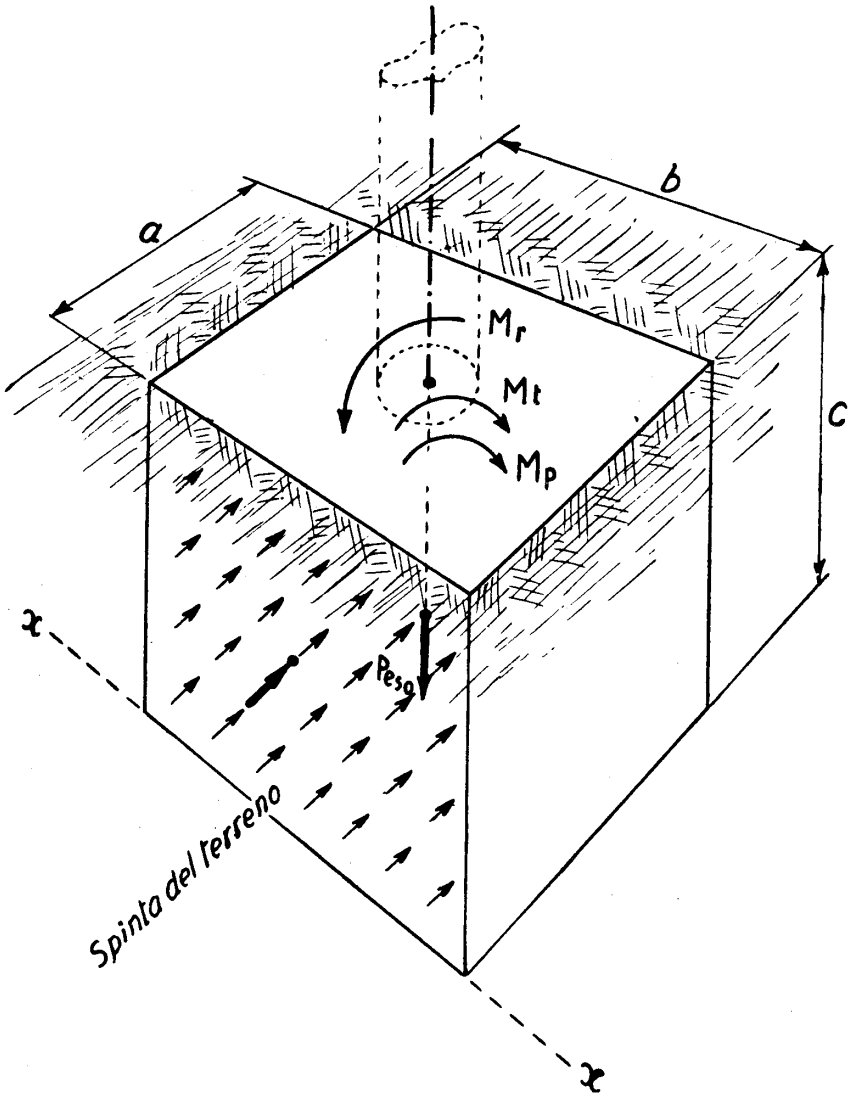


Fig. 465 – Verifica di stabilità di un blocco di fondazione.

Il momento di rovesciamento si ottiene dal prodotto dello sforzo totale risultante applicato al palo per la distanza fra il punto di applicazione (punta del palo) e lo spigolo x-x.

La stabilità della fondazione è assicurata con grado di sicurezza n quando il rapporto fra il momento di stabilità ed il momento di rovesciamento M_r, è:

$$\frac{M_s}{M_r} = n, \quad \text{con} \quad n \geq 2 \sim 3. \tag{184-3}$$

Più spesso, ignorandosi l'effettivo valore della reazione del terreno, che varia troppo con la natura e costituzione di esso, si dimensiona il blocco di fondazione in modo che il momento relativo al peso M_p faccia equilibrio al momento di rovesciamento M_r, cioè si fa

$$M_p \geq M_r$$

e si trascura la reazione del terreno, la cui presenza viene a costituire il margine di sicurezza al rovesciamento.

Il calcestruzzo comunemente impiegato contiene 150∼200 kg di cemento; 0,8 m³ di ghiaia e 0,5 m³ di sabbia; ha un peso specifico fra i 2200 ed i 2300 kg/m³.

185. Verifica della stabilità dei tiranti e dei contropali. — Il rafforzamento dei sostegni sottoposti a particolari sforzi è eseguito generalmente mediante *tiranti* e *contropali*.

La verifica di stabilità si può eseguire come segue (figg. 466 e 467).

a) *Tiranti*. — Si scompone lo sforzo risultante totale P_r (dovuto al vento, angolo, capolinea, ecc.) determinato secondo quanto detto ai paragrafi precedenti, in due parti: una nella direzione del tirante, l'altra nella direzione dell'asse del palo (metodo grafico del parallelogramma).

La componente Q tende ad affondare il palo e se la costruzione è ben eseguita la sua azione è sicuramente vinta dalla reazione del terreno.

La componente T rappresenta lo sforzo di trazione che il tirante deve sopportare.

Il rapporto fra il carico di rottura del tirante ed il valore di T, deve risultare uguale o maggiore di un coefficiente di sicurezza adeguato (in genere almeno 5). Per le aste normali da tirante, in ferro zincato del diametro di mm 14, il carico di rottura è almeno di 6000 kg, per cui non è normalmente necessario eseguire la verifica di stabilità. Anche la fune d'acciaio da mm 8 o 10 (spesso adoperata) presenta un carico di rottura elevato (rispettivamente 3600 e 5900 kg).

b) *Contropali*. — Con analogo procedimento si ricava la forza T che tende a sradicare il palo (se T supera il peso di questo e degli armamenti si dovrà ricorrere a speciale consolidamento) e la forza Q che comprime il contropalo.

Questa forza Q è in genere ampiamente sopportata dal contropalo senza ulteriori verifiche; si può eventualmente verificare se la *base* su cui è appoggiato il contropalo (blocco di calcestruzzo o pietra) ha dimensioni sufficienti in confronto

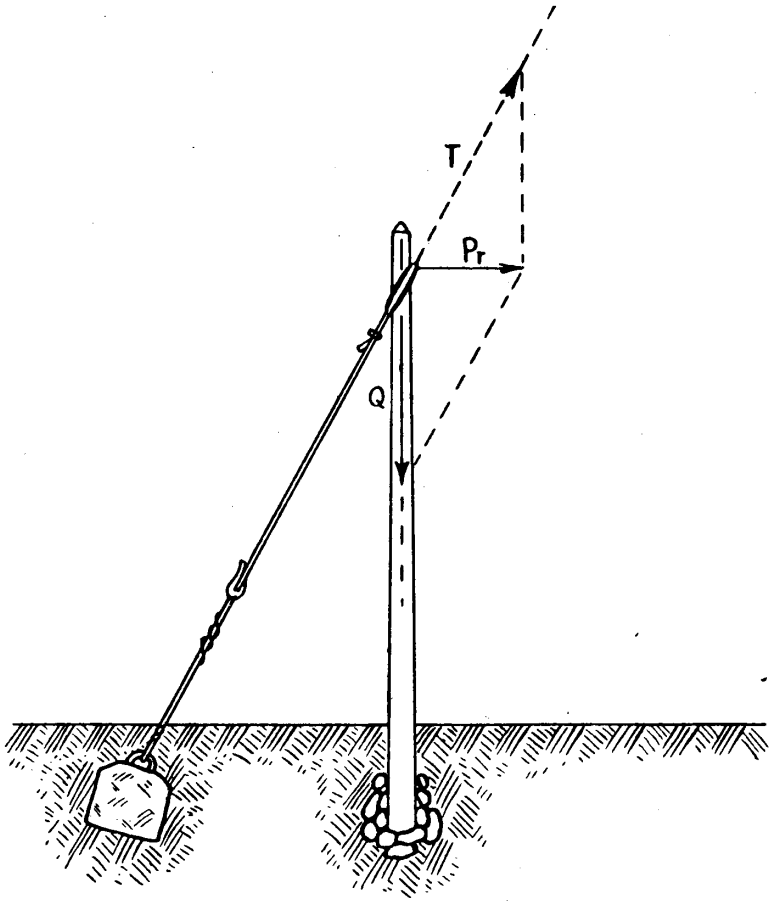


Fig. 466 – Verifica di stabilità di un tirante.

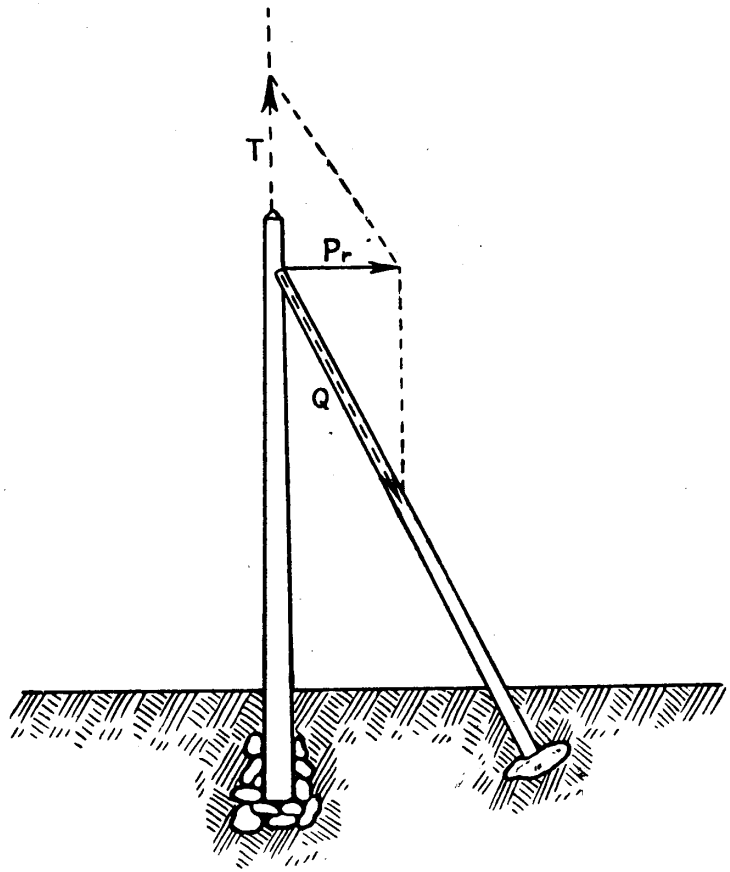


Fig. 467 – Verifica di stabilità di un contropalo.

alla resistenza del terreno alla compressione (da meno di 1 kg/cm² a 100 e più kg/cm² a seconda del tipo di terreno, dal paludoso alla roccia viva; è prudente assumere non più di 1 kg/cm² per i comuni terreni vegetali sodi).

186. Verifica della stabilità delle mensole. — Stabilito il peso proprio della mensola e dei conduttori nella peggiore ipotesi di sovraccarico, si determina il momento flettente rispetto alla sezione di incastro (che è quella maggiormente sollecitata) supponendo lo sforzo applicato nel baricentro delle singole forze; detto M_f questo momento e W il momento resistente dell'angolare o degli angolari impiegati, si verifica che

$$\sigma = \frac{M_f}{W}$$

non superi il carico di sicurezza, di circa 10 kg/mm².

Per gli armamenti normali, questa verifica non è necessaria, salvo casi di impiego di conduttori in acciaio di grande diametro e lunghe campate. Si ricorre in questi casi al consolidamento a mezzo di saette o tiranti. Particolari attenzioni devono essere rivolte al muro che sostiene la mensola, essendo facili le lesioni se lo spessore di esso non è proporzionato allo sforzo esercitato dai fili in condizioni particolari (per esempio in seguito alla rottura dei fili di una campata, quando il fissaggio agli isolatori è di tipo rinforzato od a losanga).

V. Costruzione di linee aeree e manutenzione.

187. Impostazione del progetto. — I dati base per il progetto di una nuova linea sono:

— località da collegare, estreme ed intermedie;

— numero di circuiti per ogni località, da attivare subito o da prevedere per sviluppi futuri;

— eventuali circuiti già esistenti da trasportare sulle nuove palificazioni.

Questi dati vengono segnalati dall'esercizio agli organi tecnici addetti allo studio dei progetti.

In base alla distanza fra i vari centri, all'importanza del servizio che dovrà svolgersi su ciascun circuito, all'eventuale esistenza di centrali di transito con amplificazione, alla altimetria e meteorologia della zona da attraversare, si sceglie il tipo di conduttore considerando i tre fattori: resistenza meccanica, resistenza elettrica e costo, secondo quanto già accennato nel primo capitolo di questa parte.

188. Sopralluogo di massima. — Prima della compilazione del progetto si dovrà eseguire una ricognizione sulla zona interessata al fine di accertare, almeno in linea di massima, la situazione topografica, rilevando la presenza di linee elettriche o telegrafiche, ferrovie, strade, abitati, coltivazioni, giardini, ecc. In occasione

di questo sopralluogo si stabilisce il tracciato di massima che viene fissato con annotazioni su di una carta topografica. Si rilevano anche e si annotano tutti gli elementi circa la natura e consistenza del terreno, che possono servire alla valutazione del costo del lavoro od all'eventuale progettazione di sostegni speciali.

189. Tracciato esecutivo. — Scelti in precedenza i punti fondamentali del tracciato (partenza, arrivo, passaggi obbligati, ecc.) si individuano i vertici della linea tenendo presenti varie considerazioni, e principalmente le seguenti:

a) realizzare un tracciato il più possibile rettilineo;

b) evitare possibilmente gli attraversamenti di abitati, e comunque ridurre al minimo gli appoggi a muro;

c) ridurre al minimo il numero di attraversamenti con ferrovie, strade, linee elettriche, ecc.;

d) fare in modo che gli eventuali inevitabili attraversamenti siano regolarizzabili con la minor spesa, tenendo presenti le norme legislative che regolano l'esecuzione degli attraversamenti stessi;

e) scegliere un percorso in vicinanza di strade e, quanto meno, tale che la linea sia visibile ed accessibile senza eccessive difficoltà;

f) evitare di attraversare in pieno frutteti, vigneti, giardini o in genere aree cintate;

g) considerare lo stato del terreno in funzione della possibilità di posa dei pali e della loro stabilità e conservazione; evitare zone franabili, soggette ad alluvioni od a piene torrentizie, zone particolarmente soggette a valanghe, ad allagamenti, a caduta di sassi;

h) evitare il più possibile sistemazioni eccezionali richiedenti materiali non di tipo corrente, perchè tali sistemazioni riescono costose e di difficile manutenzione;

i) limitare allo stretto inevitabile i danni ai fondi ed alle coltivazioni.

Naturalmente sta al buon senso ed all'esperienza del progettista tener conto globalmente di tutte queste considerazioni che in alcuni casi sono contrastanti fra di loro, per giungere ad una soluzione soddisfacente sia dal lato tecnico sia da quello economico.

190. Preventivo. Organizzazione dei lavori: — In base ai dati di partenza ed a quelli raccolti nei sopralluoghi, si compila il progetto che in genere consiste di uno schizzo riportante: il tracciato (in scala 1 : 25.000 oppure 1 : 100.000); lo schema degli armamenti per ogni tratto di linea; i circuiti con l'indicazione della natura e del diametro dei conduttori; i punti singolari; il tipo di isolatori, ed ogni altro dato ritenuto utile dal punto di vista tecnico.

Si compila inoltre il preventivo di spesa, suddiviso in materiali, mano d'opera e spese varie. Si elencano in dettaglio i vari materiali (che nel gruppo STET sono raccolti in una nomenclatura ufficiale); ai quantitativi risultanti dal progetto si applicano i prezzi unitari di nomenclatura o, in mancanza di questi, i prezzi di mercato maggiorati opportunamente (10÷20 %). Analogamente si procede per le spese di mano d'opera. Le società del Gruppo STET adoperano un Capitolato La-

vori di Linea e Rete, contenente un elenco dei prezzi unitari; anche in questo caso, per lavori non contemplati dal Capitolato, si ricorre ad offerte della piazza. Si devono ancora preventivare spese per trasporti, espropri, indennizzi, ripristini, regolarizzazione di attraversamenti; eventuali spese per sopralluoghi e collaudi; infine sul totale si calcola una cifra (in genere il 10 %) per imprevisti.

Dal preventivo vengono dedotte le somme corrispondenti al valore dei materiali eventualmente ricuperabili da demolizioni, a prezzo di nomenclatura se utilizzabili, a prezzo di rottame in caso contrario.

Dopo che il progetto ha ottenuto l'approvazione dei competenti organi, si procede all'approvvigionamento e all'inoltro a destino dei materiali, e si provvede alla mano d'opera occorrente per i lavori.

L'approvvigionamento dei materiali viene, nelle Società del Gruppo, compiuto da un apposito servizio esistente presso la Direzione Generale di ciascuna società.

Il progettista o chi dirigerà i lavori, deve egualmente collaborare durante questa fase preparatoria, dando eventuali delucidazioni circa i tipi e l'impiego dei vari materiali, e ciò in particolare quando ragioni di mercato impongano o consiglino qualche variante.

Si studia la dislocazione dei vari materiali nei magazzini prossimi al tracciato in modo da ridurre al minimo le spese di trasporto.

Infine si organizza la custodia di essi fino al momento in cui saranno posti in opera.

Qualora, come sovente accade per opere di maggiore importanza, il lavoro di costruzione non venga eseguito direttamente da personale dipendente dalla società esercente, esso si affida ad un'impresa, con la quale si trattano le condizioni di applicazione del Capitolato lavori (percentuale di riduzione o di aumento sui prezzi base), e, se necessario, si richiedono e discutono i prezzi per voci extracapitolato.

Il contratto con l'impresa viene regolarizzato da ordinazione scritta sulla quale devono essere definiti i dettagli tecnici, le modalità di collaudo e pagamento, i termini di garanzia, ecc.

Di regola l'impresa fornisce la manodopera ed i trasporti; i materiali vengono forniti dalla Società committente all'inizio o durante i lavori.

191. Picchettazione della linea. — In base al tracciato stabilito nel progetto si procede, quindi, a picchettare la linea nei tratti compresi fra i vertici. La lunghezza delle campate dipende dalla natura e configurazione del terreno e dal tipo di conduttore impiegato.

Si adottano generalmente campate medie di:

50 m per conduttori in bronzo od acciaio;
40 m per conduttori in lega di alluminio;
60÷80 m esclusivamente per conduttori in acciaio da 3 o più mm e bimetallici in zone con notevoli dislivelli.

Si deve avere cura, compatibilmente con la configurazione delle varie colture agricole e sistemazioni locali (alberature, fossi, argini, sentieri, passaggi, confini di proprietà) di ottenere delle campate di lunghezza quanto più possibile uniforme.

In corrispondenza agli angoli si accorciano un poco le campate e si divide l'angolo su almeno due o tre appoggi, in modo da arrotondare i vertici e ridurre l'angolo fra le campate contigue.

In base all'ubicazione scelta per ciascun palo se ne stabilisce la lunghezza in funzione della posizione altimetrica sulla campagna e rispetto agli appoggi adiacenti.

Si procura di ottenere che le variazioni di inclinazione dei conduttori siano le minime possibili e che non si abbiano appoggi sollecitati dal basso verso l'alto con pericolo di strappamento.

L'allineamento dei picchetti viene eseguito mediante semplice traguardo di paline; serve bene anche uno squadro; solo in casi eccezionali si ricorre a strumenti topografici più complessi (tacheometro o teodolite, livello).

192. Richiesta dei permessi. — Stabilita la posizione dei singoli pali si devono richiedere i permessi ai proprietari dei fondi, verbalmente o per corrispondenza. Analogamente, per la posa di appoggi su proprietà di ferrovie, strade, ecc. si deve fare domanda agli Enti proprietari od esercenti, allegando, se prescritto, disegni e calcoli di stabilità.

Ove sia necessario si corrispondono, ai proprietari o agli affittuari, adeguati compensi per la servitù ed a risarcimento di danni arrecati alle coltivazioni. In caso di contestazioni la servitù può essere imposta con pratica da svolgere attraverso gli uffici provinciali (Prefettura e Genio Civile).

Tanto durante la picchettazione della linea quanto nella richiesta dei permessi, è conveniente servirsi di un *libretto di linea* dove, appoggio per appoggio, si prendono tutte le annotazioni occorrenti (ad es.: appoggio 131; terreno mezza roccia; occorre palo da 9 m, proprietario A. B. scrivere a Milano, via e numero, l'affittuario chiede tot lire per il fieno).

193. Esecuzione dei lavori. — Quando tutti i materiali sono stati approvvigionati e tutti i permessi ottenuti (almeno relativamente ad un tronco di linea di sufficiente importanza), si può procedere all'esecuzione dei lavori.

Nella costruzione di linee aeree, in genere si impiegano una o più squadre di operai per la posa dei pali e degli appoggi a muro (di regola ogni squadra include almeno un operaio muratore); altre squadre sono costituite da operai specializzati nella tesatura dei conduttori.

Ogni squadra dipende da un capo-squadra; un assistente viene preposto alle varie squadre.

Le squadre sono fornite di tutti gli attrezzi occorrenti. Si deve evitare il passaggio di attrezzi da una squadra all'altra.

È importante curare che l'attrezzatura sia completa ed efficiente, al fine di evitare inutili perdite di tempo o cattiva esecuzione dei lavori.

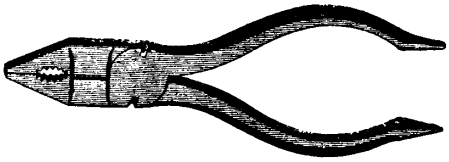


Fig. 468 *a* – Pinza universale.

Fig. 468 *b* – Trivella a sgorbia.

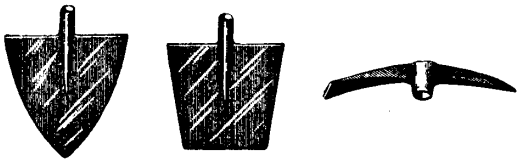


Fig. 468 *c, d, e* – Badile, vanghetto e piccone.

Fig. 468 *f* – Paletto di ferro.

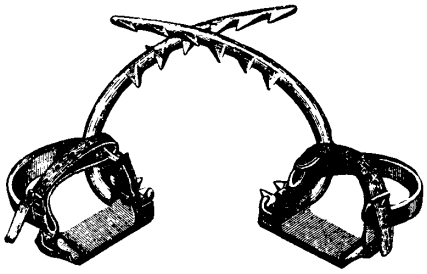


Fig. 469 – Staffe montapali per salire su pali di legno.

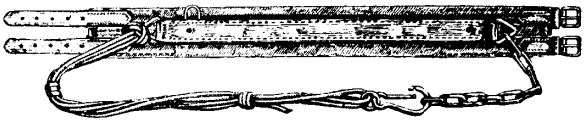


Fig. 470 – Cintura di sicurezza.

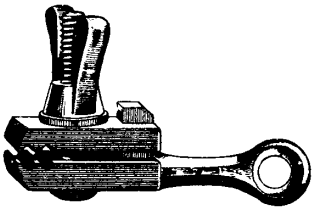


Fig. 472 – Morsetto tendifilo.

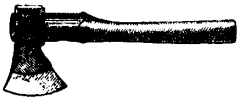


Fig. 473 – Accetta.

Fig. 474 – Tagliarami a pertica.

Fig. 475 – Saldatore.

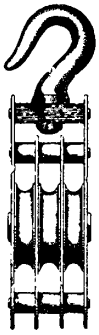


Fig. 471 – Taglia tirafili per linee telefoniche.

Fig. 476. Fornello a carbone.

I principali attrezzi per i lavori di linea sono i seguenti (fig. 468): pinze, tronchesini, tenaglie, serie di chiavi fisse, trivelle, martelli, scalpelli, picconi, vanghe e badili, attrezzi in genere da muratore, paletti di ferro a punta e testa piatta o tonda, staffe montapali (fig. 469), cinture di sicurezza (fig. 470), scale, pertiche, arcolai per svolgimento delle matasse di filo, carrucole o taglie (fig. 471), lime, morsetti (fig. 472), tenditori, accette (fig. 473), roncole, tagliarami (fig. 474), saldatori (fig. 475), fornello (fig. 476) e dinamometri (fig. 477), ecc.

Fig. 477 – Dinamometro cilindrico.

Alcuni di questi attrezzi vengono dati in dotazione personale ad ogni operaio; altri, in consegna al capo-squadra, vengono usati dai vari operai di una squadra a seconda delle necessità.

Gli attrezzi vengono custoditi e trasportati in apposite casse e carretti a mano od a pedali.

194. Infissione dei pali. — Per i pali viene predisposta una buca avente in genere la sezione indicata nella fig. 478.

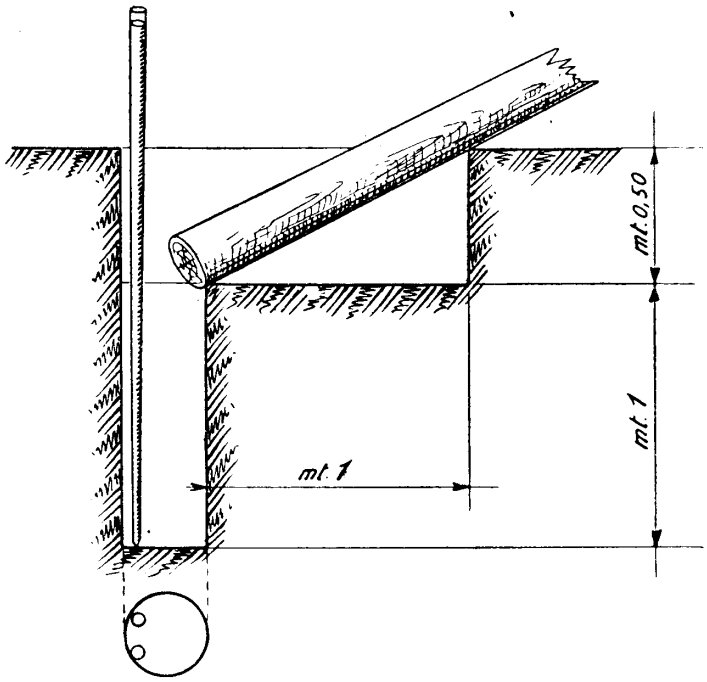


Fig. 478 – Buca per infissione dei pali.

Dopo aver aperto un certo numero di buche gli stessi operai procederanno al rizzamento del palo; questa operazione può essere fatta direttamente a braccia per pali di lunghezza fino a 10 metri (fig. 479); per pali di maggior lunghezza è in genere necessario l'impiego di capre e di carrucole.

Il fondo della buca viene preventivamente ben costipato ed attorno al calcio del palo si collocano dei sassi (fig. 480); il riempimento si esegue per strati successivi sempre costipando fortemente il terreno con paletti di ferro.

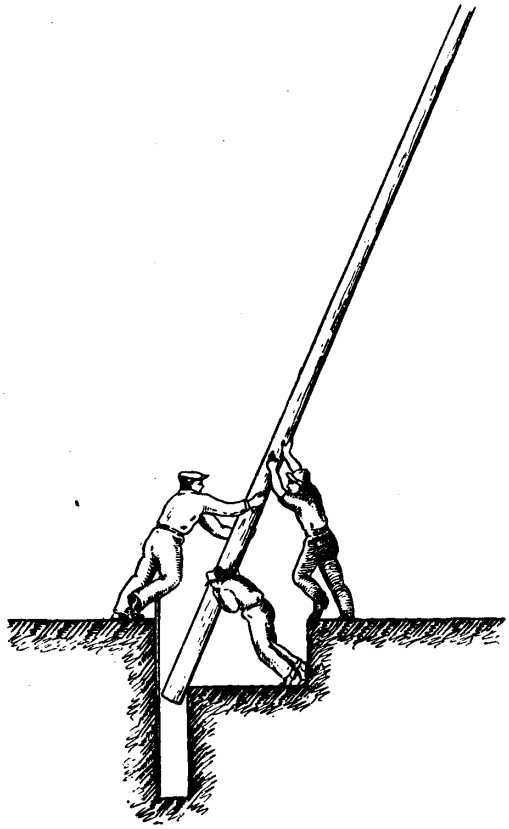


Fig. 479 – Infissione di un palo.

La verticalità del palo dev'essere controllata con filo a piombo per traguardo secondo due direzioni tra loro ortogonali (fig. 480); ancora una corona di sassi viene collocata attorno al palo appena sotto al livello del terreno; inoltre attorno al palo è bene disporre un po' di colmata di terra ben battuta in modo da favorire il deflusso dell'acqua piovana verso l'esterno.

In terreni rocciosi, tufacei, ecc. si impiegano mezzi adeguati ed anche mine per l'apertura delle buche; le profondità di infissione, che per i terreni normali

sono di circa 1/5 ÷ 1/6 della lunghezza del palo (fig. 481) in questi casi possono essere un poco diminuite.

Nei terreni di debole consistenza (cigli cedevoli, zone torbose, ecc.) od acquitrinosi (risaie, canali) si ricorre a rinforzi speciali, come reggipali di cemento armato, spezzoni di palo affiancati, angolari, ammaraggi a blocchetti di calcestruzzo; si ricordi però che non si devono mai eseguire gettate di conglomerato di cemento direttamente attorno ai pali. Il reggipalo più diffuso è il tipo « Manini », costituito (fig. 482) da un grosso cilindro in cemento armato, rastremato verso le estremità, con larghe feritoie, cavo nel senso assiale. Circa i due terzi stanno dentro terra;

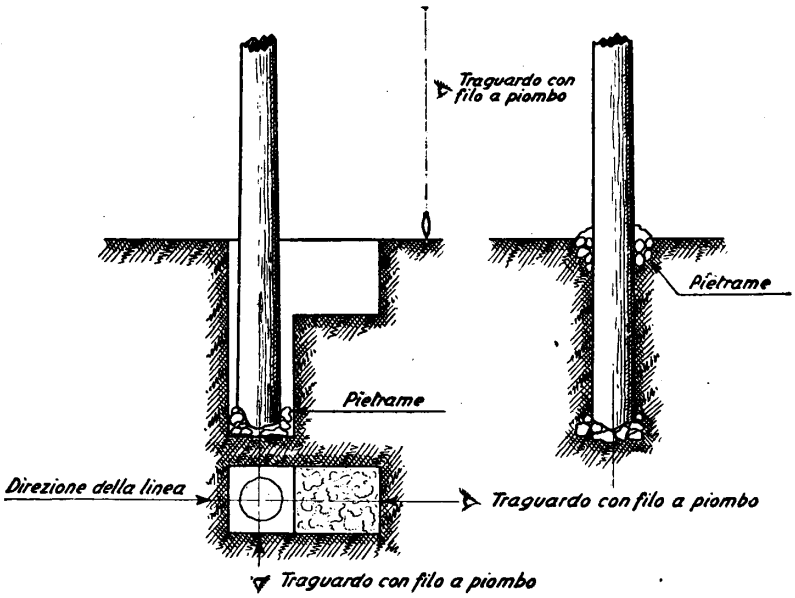


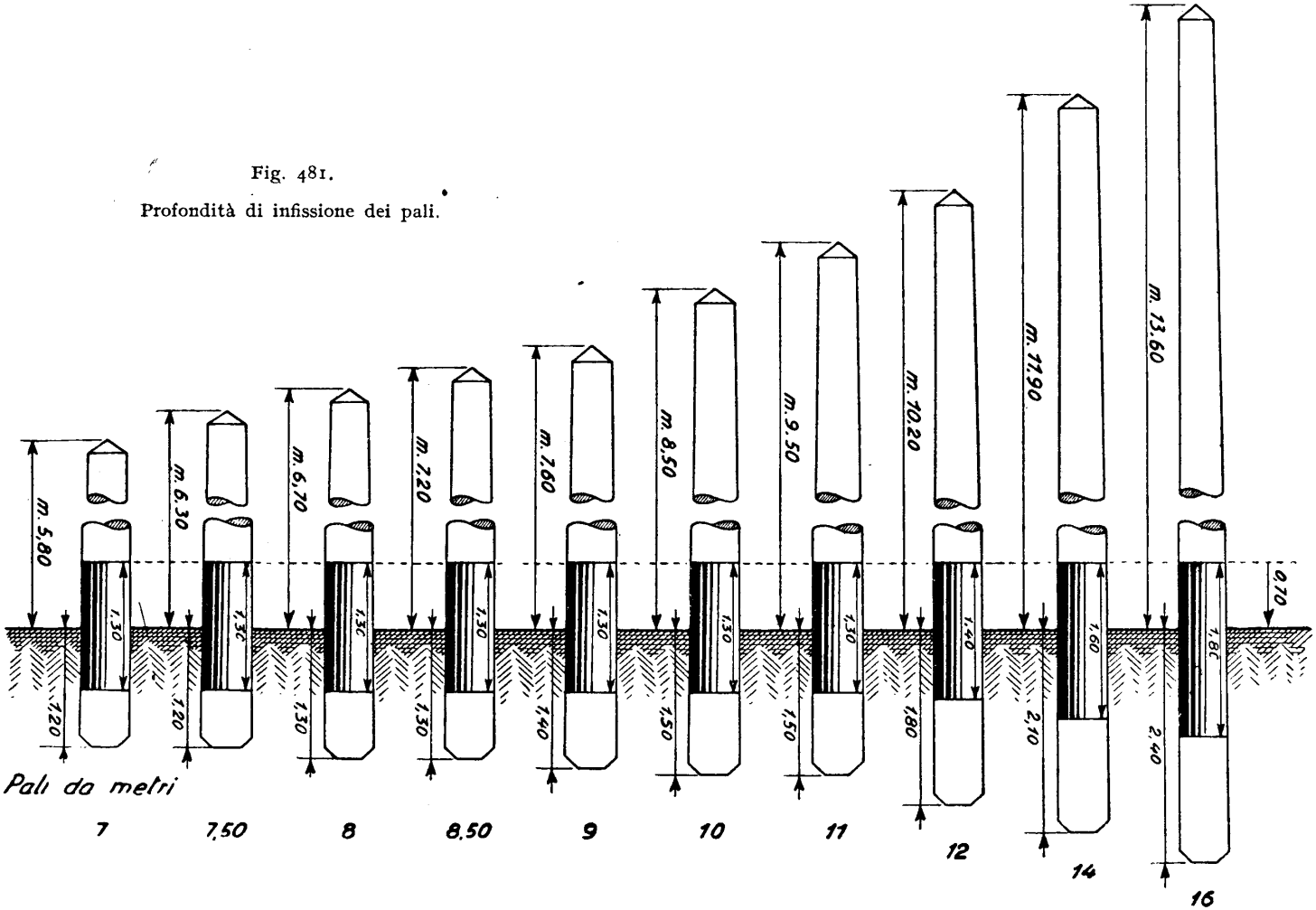
Fig. 480 – Controllo della verticalità di un palo.

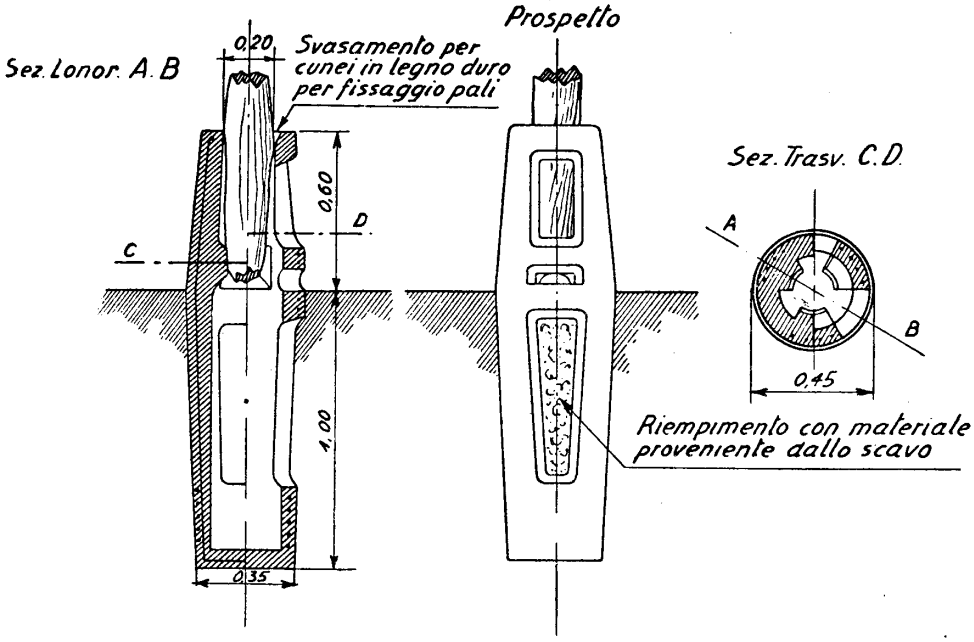
il palo, preventivamente fissato al reggipalo, viene poi rizzato come un palo ordinario. L'estremo inferiore del palo risulta sopralevato di qualche centimetro dal terreno; l'ampia ventilazione garantisce da putrefazioni. La durata dei pali con reggipalo è assai maggiore dei pali direttamente interrati, per cui specie in zone scarsamente provviste di legname d'opera, l'uso di questi manufatti è consigliabilissimo.

Molto simile al precedente è il reggipalo « Scac » (fig. 483). Altro reggipalo diffuso è quello « Teti », sempre in cemento, costituito da due blocchi di forma speciale che si fissano al palo a mezzo di un chiavardone passante (fig. 484). Si segnalano ancora il reggipalo tipo « Telve » (fig. 485), ed il tipo « Postis » (figura 486).

Fig. 481.

Profondità di infissione dei pali.





TIPO	Bocca cm	Armatura ⌀ ferri mm	Altezza fuori terra cm	Altezza totale cm	Peso kg
20-8	20	8	60	160	180
20-10	20	10	60	160	190
25-11	25	11	70	180	310

Fig. 482 – Reggipalo « Manini » in cemento armato.

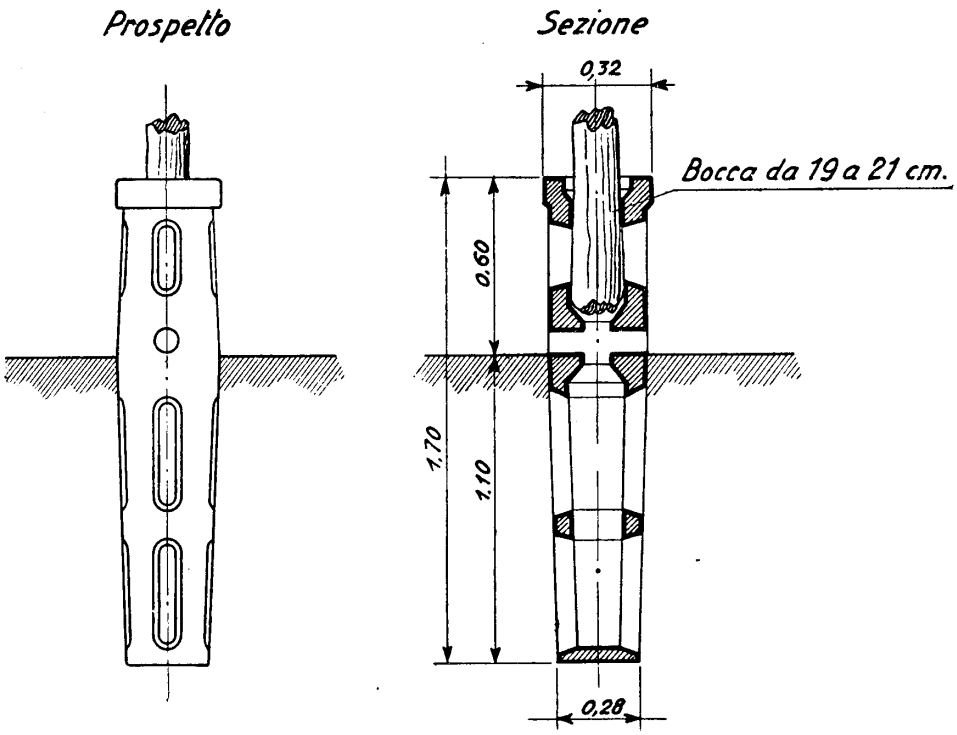


Fig. 483 – Reggipalo « Scac ».

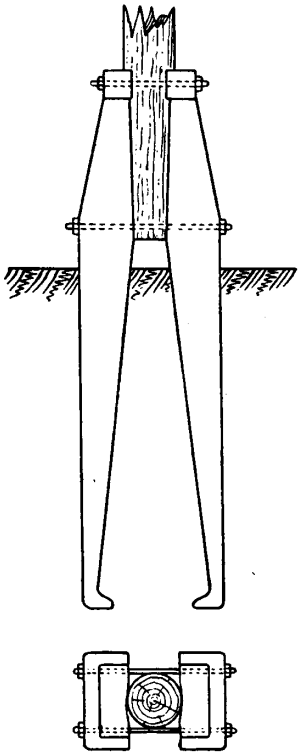


Fig. 484.

Reggipalo « Teti ».

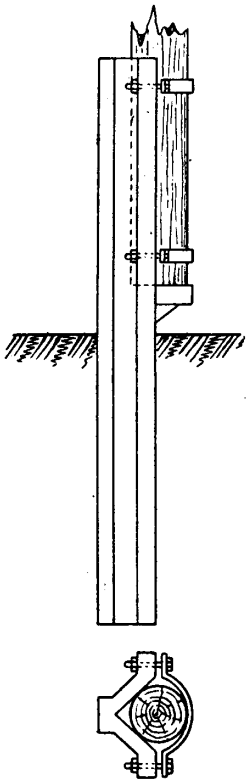


Fig. 485.

Reggipalo « Telve ».

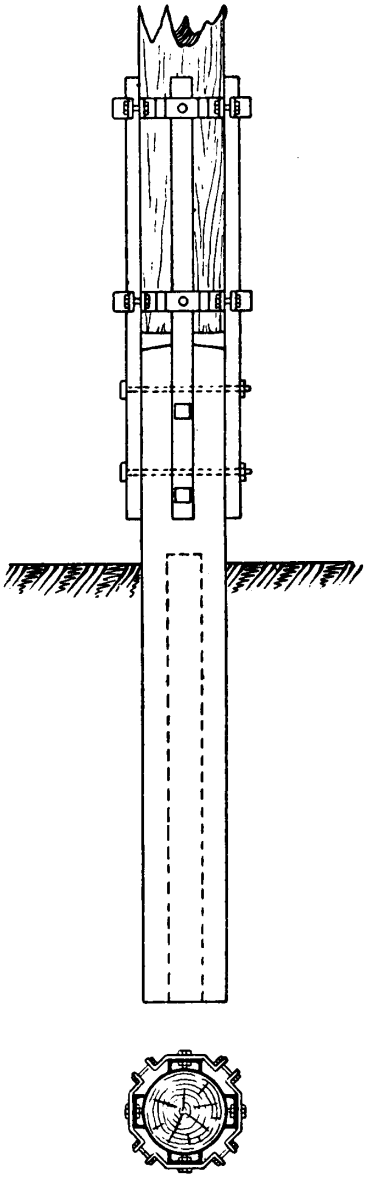
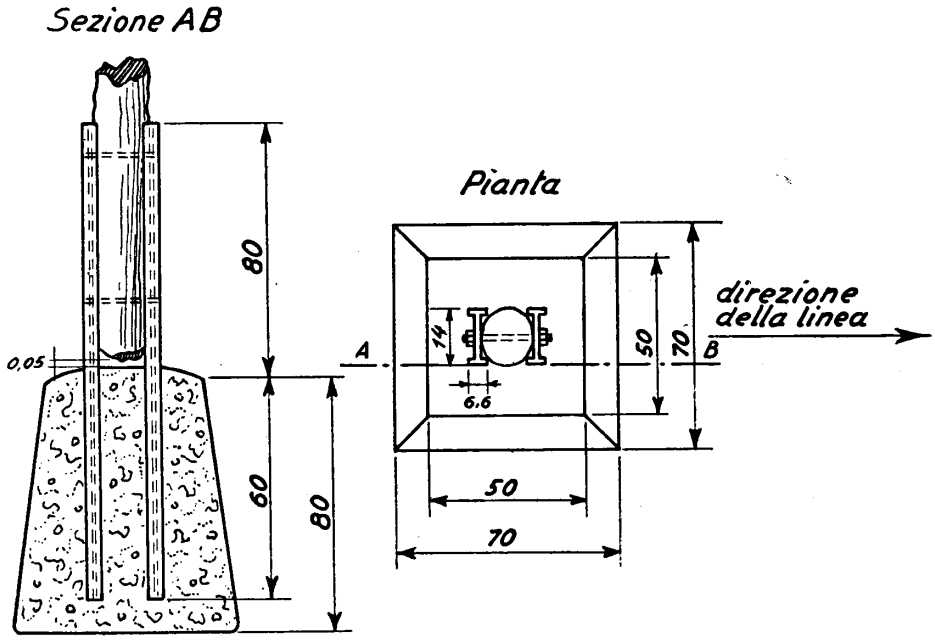


Fig. 486.

Reggipalo « Postis ».



Pali da m	PUTRELLE					Blocchi per pali semplici			
	Tipo	Lunghezza cm	Parte fuori del blocco cm	Parte dentro del blocco cm	Peso di 2 putrelle kg	Altezza dei blocchi cm	Sezione sommità cm	Sezione alla base cm	Volume m³
8 e 9	NP 14	140	80	60	40	80	50 × 50	70 × 70	0,29
10 e 11	NP 14	170	100	70	48,70	90	55 × 55	75 × 75	0,39
12	NP 16	200	120	80	71,60	100	60 × 60	80 × 80	0,50
14	NP 16	220	130	90	78,80	100	60 × 60	80 × 80	0,55
16	NP 16	240	140	100	86	120	70 × 70	90 × 90	0,77

Fig. 487 – Basamento in calcestruzzo e putrelle per pali di legno.

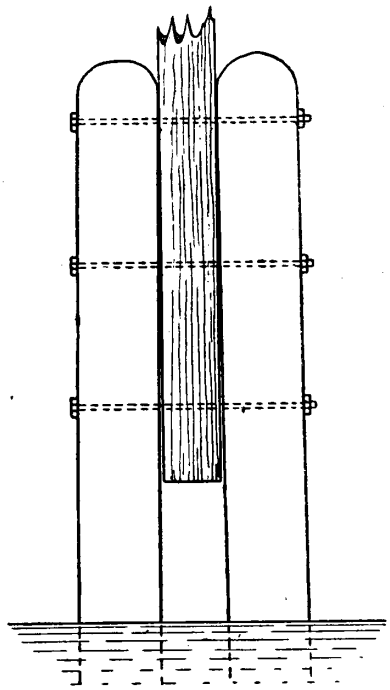


Fig. 488 – Briccola per linee in laguna.

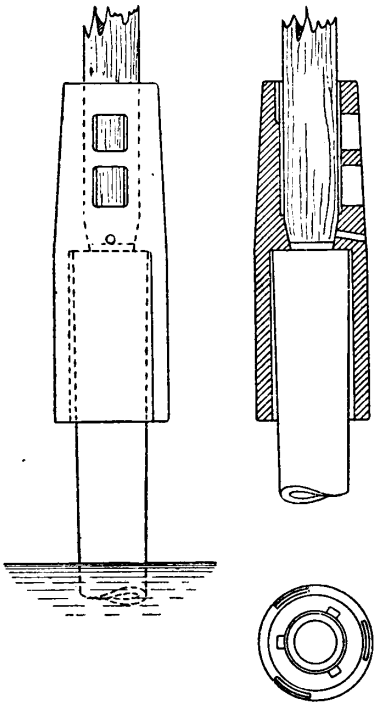


Fig. 489.

Reggipalo in acciaio - beton centrifugato per pali in laguna.

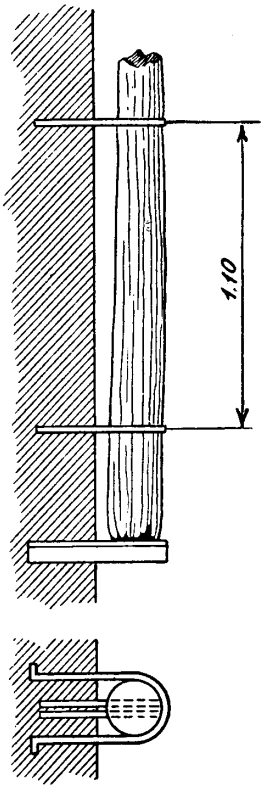
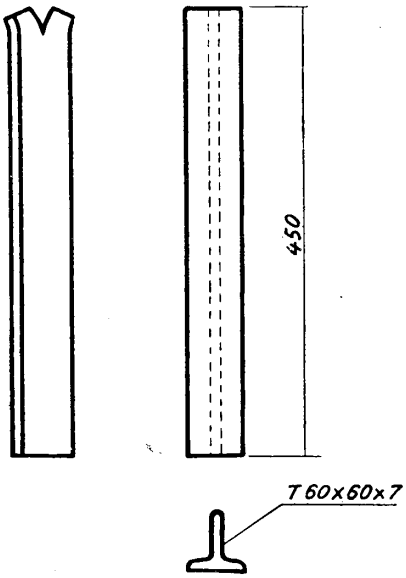


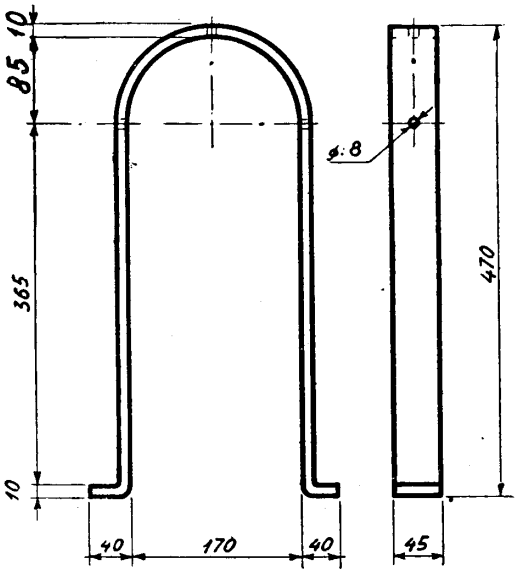
Fig. 490.

Palo a muro con staffoni.



Ferro verniciato

Fig. 491 – Ferro reggipalo a muro.



Ferro verniciato

Fig. 492 – Staffone per palo, tipo aperto.

Simile ai reggipali è la funzione dei basamenti in cemento e ferro, di cui, in fig. 487 ed annessa tabellina, sono indicate le dimensioni normali per i vari tipi di palo.

In laguna si impiegano le cosiddette « briccole », costituite da grossi pali affondati, alla sommità dei quali è fissato il sostegno telefonico mediante lunghe e solide chiavarde (fig. 488). Esistono anche speciali reggipali per l'impiego in laguna (fig. 489).

Per il fissaggio di pali di sbalzo lungo muri si impiegheranno ferri reggipalo e staffoni (figg. 490, 491 e 492).

Le sistemazioni richiedenti di incorporare pali dentro murature devono essere limitate allo stretto indispensabile.

195. Mensole e paline. — I fori per l'infissione delle mensole o degli staffoni per le paline devono essere proporzionati allo sbraccio di questi (in genere da m 0,20 a 0,30); si limita al minimo la sezione del foro. I ferri si fissano con malta cementizia e schegge di pietra o di laterizio, dando agli angolari una leggera pendenza verso l'esterno per facilitare il deflusso dell'acqua piovana.

Bisogna curare che gli angolari costituenti una mensola siano tutti paralleli e giacciano in uno stesso piano verticale.

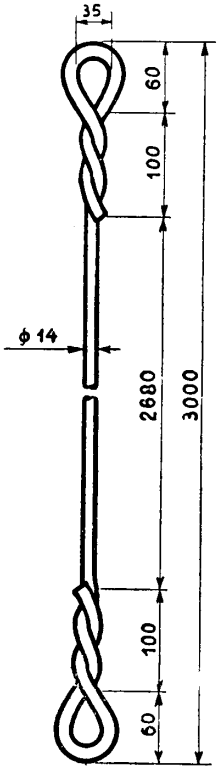


Fig. 493 – Asta per tiranti a palo.

196. Tiranti e contropali. — Vengono predisposti, come già si è detto, in corrispondenza degli angoli, dei capilinea, nei punti in cui varia il numero dei circuiti appoggiati sulla palificazione, e, in genere, quando il momento di rovesciamento esercitato dal palo è grande.

Sovente tiranti e contropali vengono impiegati per consolidare una linea preesistente, sulla stabilità della quale si hanno preoccupazioni.

Sia il tirante, sia il contropalo vengono disposti sul piano del momento di rovesciamento risultante, che coincide con quello dei fili quando il palo è in rettifilo, oppure con la bisettrice dell'angolo fra le due campate adiacenti

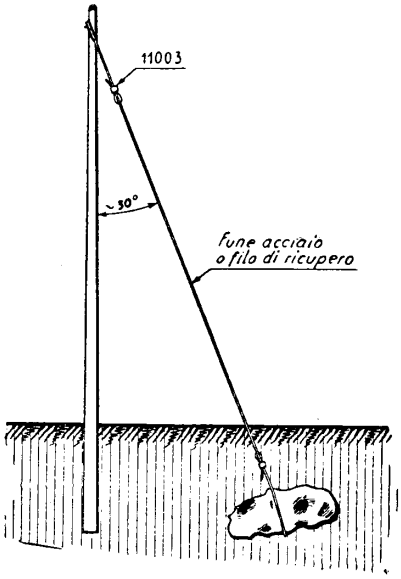


Fig. 494 – Ammarraggio di tirante a palo con blocco di pietra.

quando il palo è d'angolo. Il contropalo si mette dal lato dello sforzo, il tirante dal lato opposto.

La messa in opera dei tiranti deve essere eseguita con cura speciale, ad evitare inconvenienti durante le massime sollecitazioni (in caso, specialmente, di forti venti o nevicate). Vengono costituiti con un'asta di ferro zincato (fig. 493) od anche con

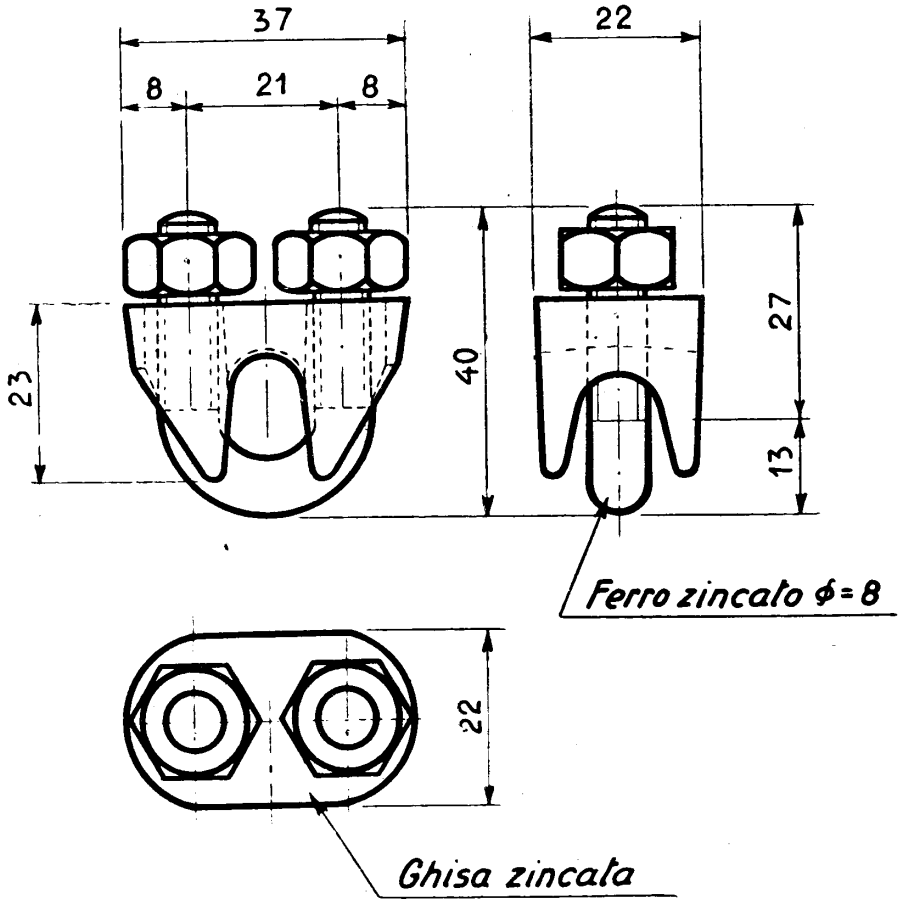


Fig. 495 – Morsetto serrafune.

fune d'acciaio usata (di ricupero dai cavi aerei). Una sistemazione del secondo tipo è quella disegnata in fig. 494: la fune è disposta a cappio alle due estremità, e tenuta ferma con *morsetti speciali* (fig. 495-496); viene trattenuta alla testa del palo con un gancio, o con un apposito collare (fig. 497), ed ancorata alla terra mediante un grosso sasso, un blocco in cemento od anche un paletto solidamente infisso (fig. 498). Per

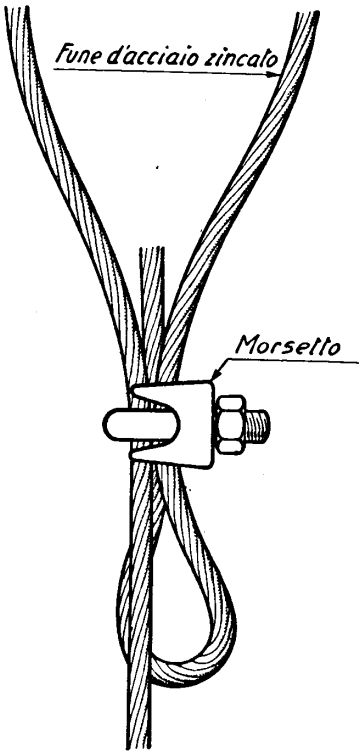


Fig. 496 – Montaggio del morsetto serrafune.

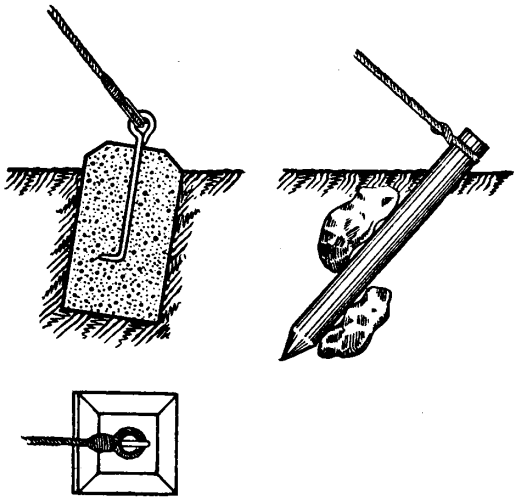


Fig. 498 – Ammarraggi vari per tirante a palo.

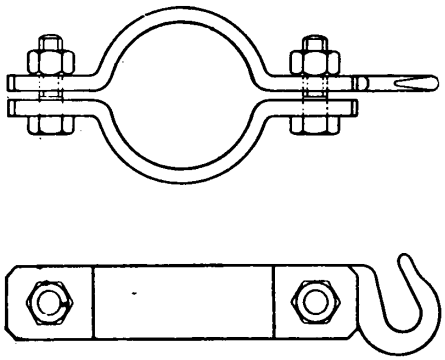


Fig. 497 – Collare da palo per tiranti.

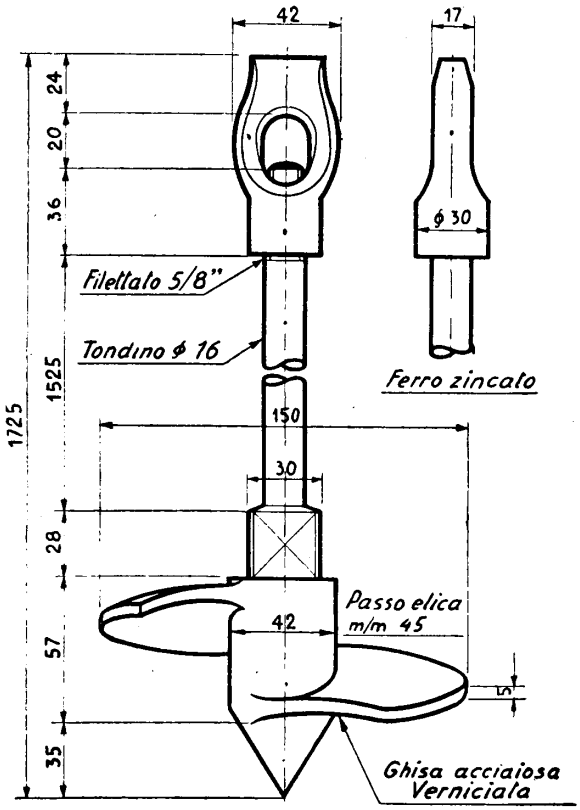


Fig. 499 – Àncora ad elica.

l'ancoraggio dei tiranti hanno dato ottimo esito nei terreni vegetali le àncore cosiddette « ad elica » (fig. 499), costituite da un tondino provvisto di un appendice a forma d'elica, la quale viene affondata nel terreno con un moto di rotazione (come

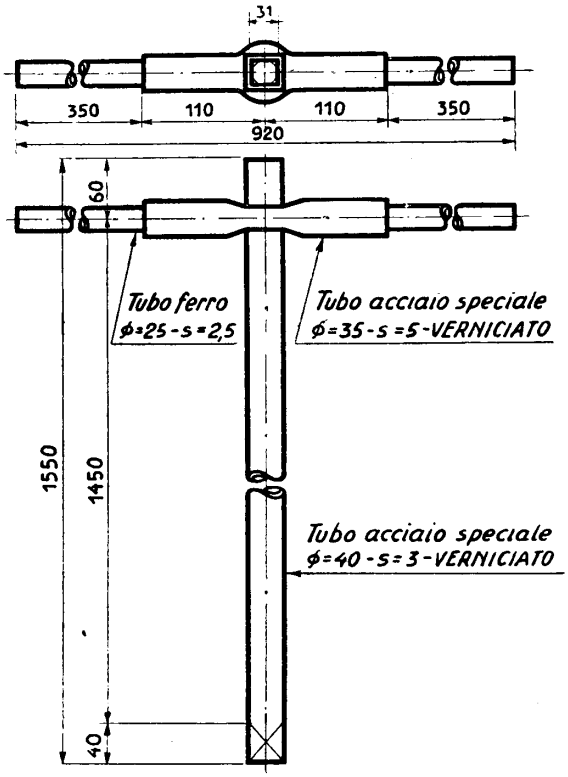


Fig. 500 – Chiave per àncora ad elica.

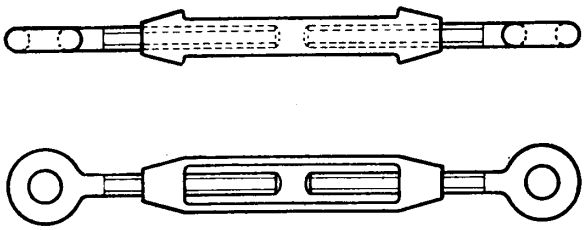


Fig. 501 – Tenditore.

un cavaturaccioli) impresso mediante apposita chiave (fig. 500). La fune viene messa in tensione con un *tenditore* (fig. 501).

Per evitare contatto fra il tirante e l'armamento, si dispone sovente fra il

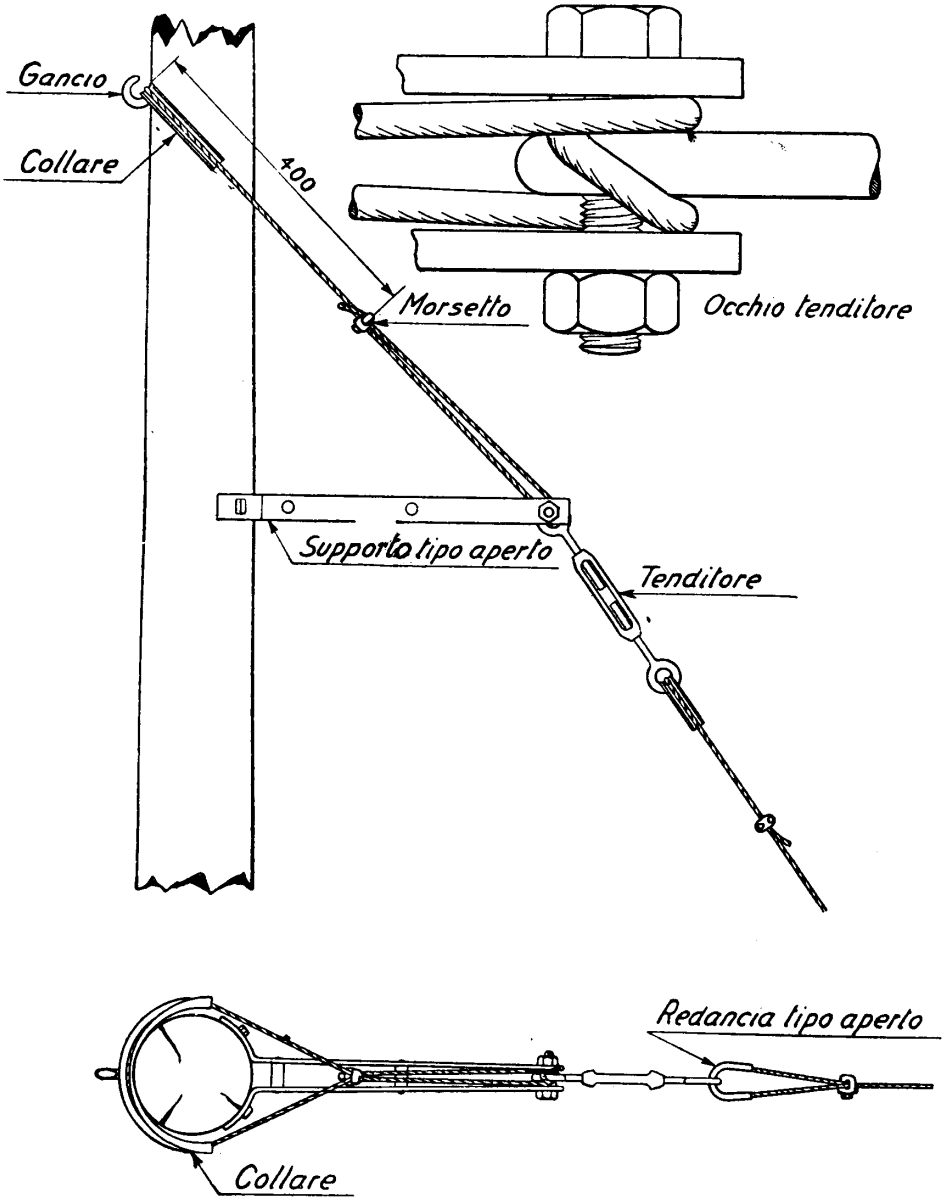


Fig. 502 – Sistemazione normale di tirante a palo.

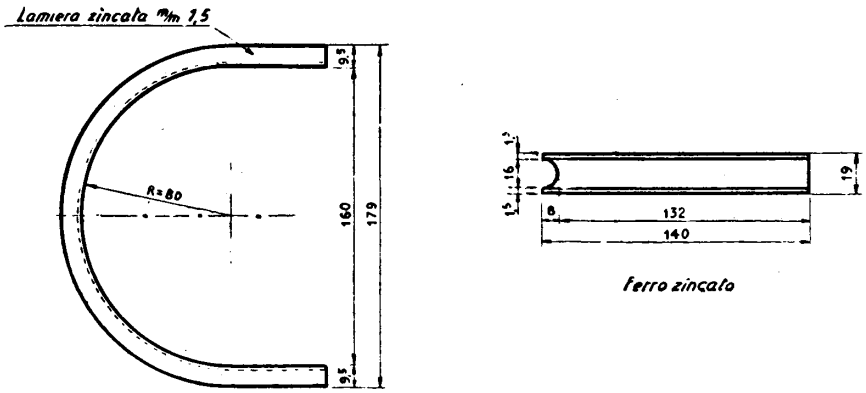
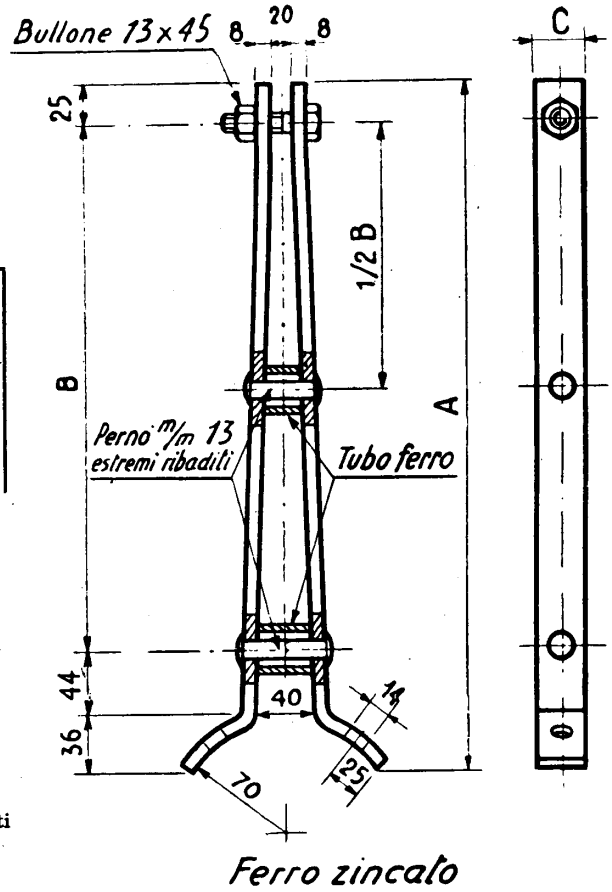
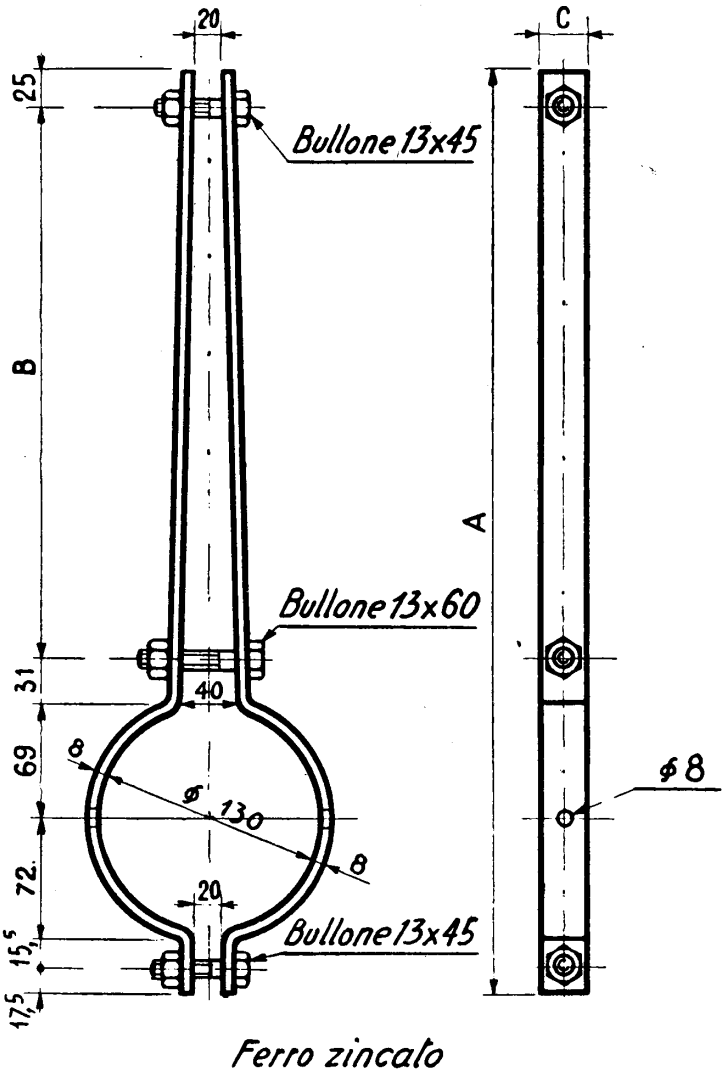


Fig. 503 – Collare a palo per tirante.



Nomen.	*A*	*B*	*C*	kg
11549	455	350	30	2,—
11550	745	640	40	4,200

Fig. 504 – Supporto per tiranti da palo, tipo aperto.



Nomenclatura	*A*	*B*	*C*	kg
11551	600	370	30	2,700
11552	890	660	40	4,900

Fig. 505 – Supporto per tiranti da palo, tipo chiuso.

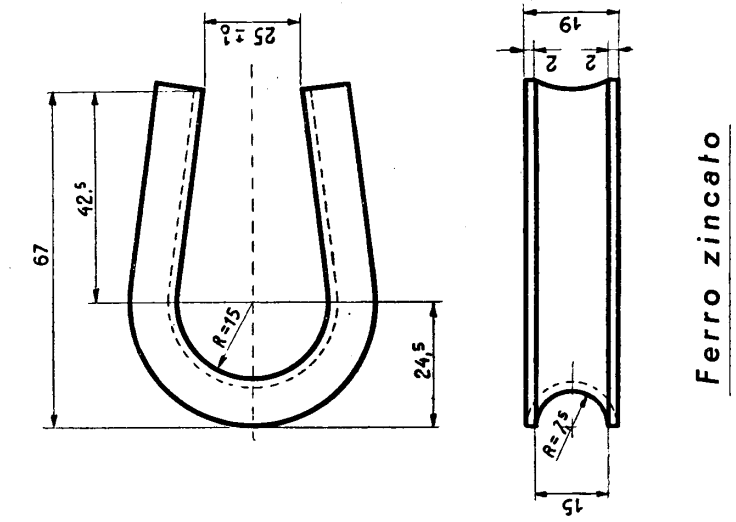


Fig. 507 – Redancia tipo aperto.

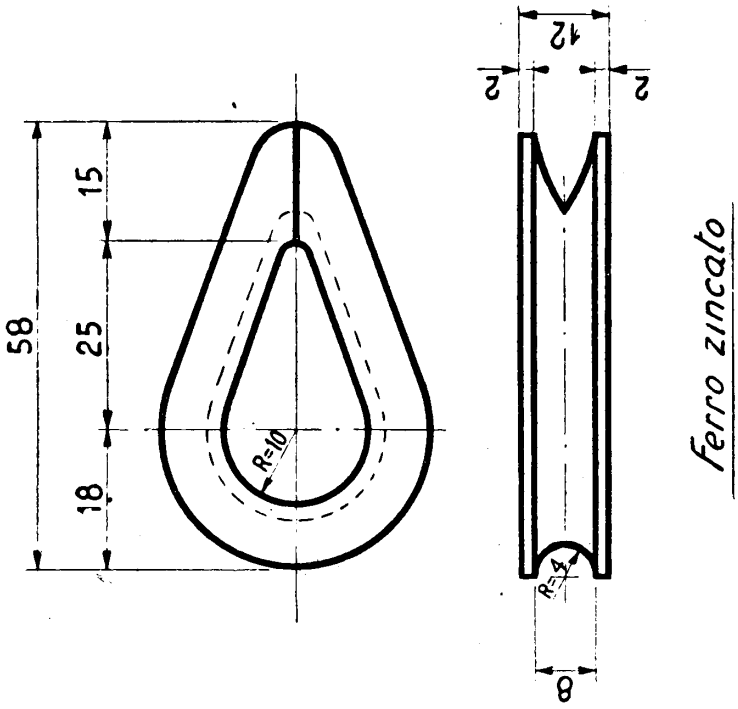


Fig. 506 – Redancia tipo chiuso.

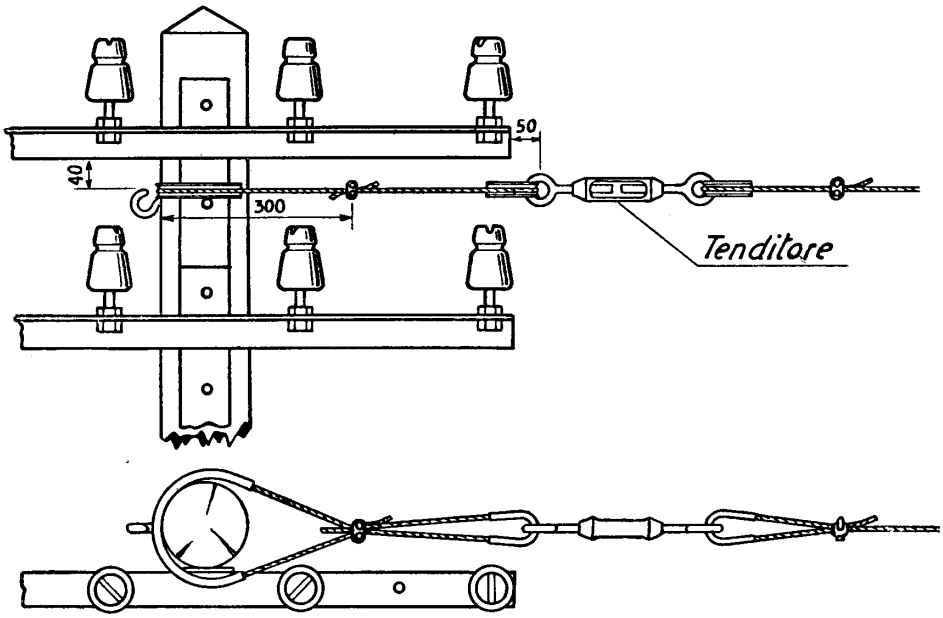


Fig. 508 – Sistemazione di un tirante a palo orizzontale.

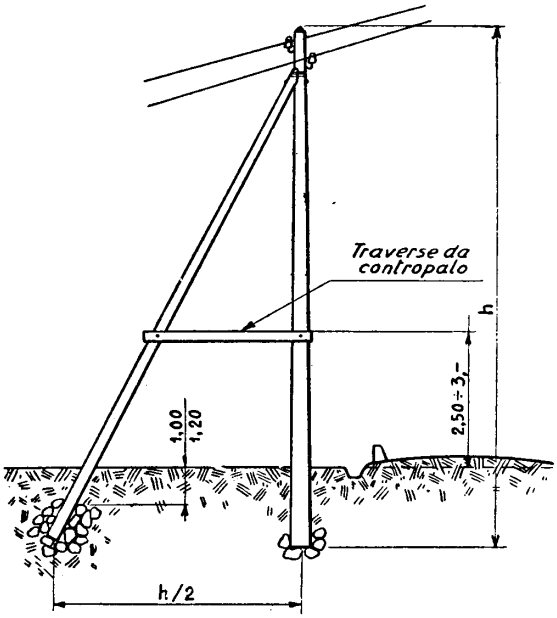


Fig. 509 – Sistemazione di un contropalo.

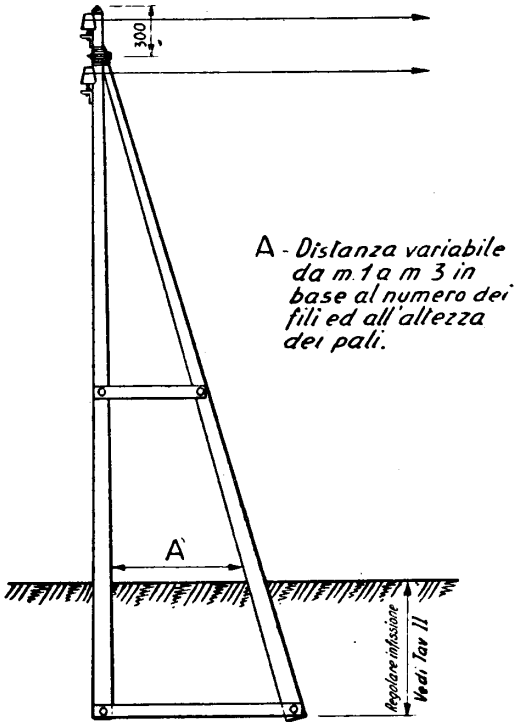


Fig. 510 – Doppio palo ad A per ammarraggio.

palo e la fune un apposito supporto. La fig. 502 indica tale sistemazione, che impiega: un gancio a palo, un collare (per evitare il logoramento del legno; vedi particolare in fig. 503), fune, morsetti, tenditore, ed un supporto che può essere di tipo aperto, fissato mediante viti a legno (fig. 504) e di tipo chiuso, a collare (fig. 505). Per formare regolarmente gli occhielli alla fune si fa uso di *redance* metalliche, chiuse (fig. 506) ovvero aperte (fig. 507).

Eccezionalmente, i tiranti possono essere fissati a muro, e sono allora orizzontali (fig. 508).

Circa la sistemazione dei contropali di linea e di quelli di ammarraggio, vedi le figg. 509 e 510 che non abbisognano di particolari spiegazioni.

La base dei contropali dovrà essere consolidata con sassi ben costipati o, eventualmente, con una gettata di calcestruzzo.

I contropali vengono collegati ai pali con due traverse di legno, poste orizzontalmente a circa metà altezza del palo fuori terra. L'angolo fra palo e contropalo è sempre intorno ai 30°.

197. Armamenti. — Le traverse vengono fissate ai pali, con bulloni passanti (fig. 511) tutte dalla stessa parte del palo. Particolarmente curato è il perfetto parallelismo fra le diverse traverse di uno stesso telaio; i bulloni di fissaggio dovranno passare per il centro del palo ed essere ben allineati verticalmente. I ganci porta isolatori (fig. 512) vengono fissati ai pali dopo aver preparato i fori con una trivella; nel montaggio dei ganci e dei perni (fig. 513) si osservi la massima regolarità negli interassi.

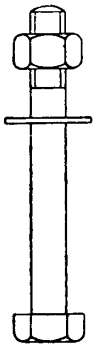


Fig. 511. Bullone.

Fig. 513. Perno.

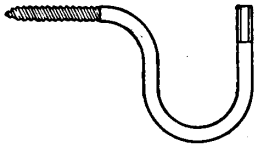


Fig. 512 – Gancio da palo.

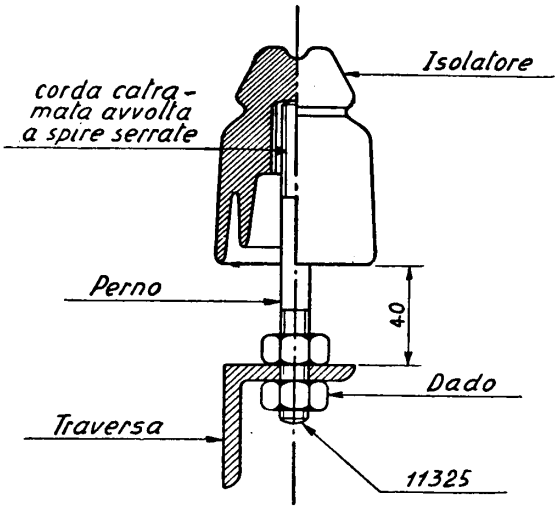


Fig. 514 – Montaggio di un isolatore su traversa in ferro.

Gli isolatori si fissano ai ganci o perni mediante corda catramata; sono in uso anche sistemi di fissaggio diversi quali mastici speciali, capsule metalliche, guarnizioni di carta; si ritiene però generalmente preferibile il sistema della corda catramata, perchè realizza un ottimo fissaggio e permette il facile ricambio degli isolatori, anche sul palo, con una spesa relativamente modesta. In fig. 514 sono disegnati i particolari del montaggio di un isolatore su perno (armamento in ferro).

198. Tesatura e fissaggio dei conduttori. — Per la tesatura occorre una squadra di almeno tre operai. Uno deve stare presso l'*arcolaio* (tamburo tronco-conico girevole liberamente intorno a un asse verticale) e provvede a regolare lo svolgimento del conduttore; un altro operaio tiene l'estremo del filo e percorre la palificazione mentre il terzo a mezzo di una pertica porta il filo sopra gli armamenti di ciascun appoggio. Si deve stendere un filo per volta portandolo già nella giusta posizione sui telai (tenere conto degli incroci predisposti). Di particolare utilità risulta, nello stendimento dei fili, un attrezzo speciale detto « tesafili » o « passafili » (fig. 515) mediante il quale si sorpassano le traverse ed i rami bassi.

Ogni tratta varia fra i 500 e i 700 metri a seconda dell'andamento planimetrico ed altimetrico. Dopo lo stendimento i singoli fili vengono provvisoriamente ammarrati agli appoggi estremi; quindi, in base alle tabelle di tesatura si assegna ad uno dei fili la tensione dovuta. Il controllo di questa tensione può essere fatto o mediante l'inserzione di un dinamometro o traguardando la freccia di una campata, oppure con il metodo delle oscillazioni già descritto in precedenza.

Naturalmente, nel consultare le tabelle di tesatura, si deve tener conto della temperatura, da rilevarsi con un termometro all'altezza degli armamenti e all'ombra del palo. Per esercitare lo sforzo di tesatura, talvolta notevole (per le lunghe campate chiuse), si fa uso di taglie.

Dopo che la tensione di un primo filo è stata regolata si tesano tutti gli altri, ad occhio, parallelamente a questo.

La tesatura del filo di acciaio e del filo di bronzo, mentre richiede sforzi di trazione sempre notevoli, non obbliga a speciali accorgimenti, perchè il materiale non soffre per lo sfregamento contro le traverse, il terreno, ecc. Invece la treccia in lega leggera è assai delicata e, mentre può essere tesata facilmente a mano e, per le campate comuni, senza l'impiego delle taglie, impone una grande cautela perchè lo sfregamento, specie contro le traverse, non abbia a deteriorare il metallo. A questo scopo sono consigliate delle speciali carrucole, dalle quali il conduttore viene guidato senza deteriorarsi (fig. 516). Si possono, con risultato analogo, impiegare anche delle assicelle di legno (fig. 517) che si fissano ai ganci od alle traverse.

Si procede infine alla legatura dei fili alla gola degli isolatori. Si impiega a tale scopo del filo di legatura della stessa natura del filo di linea ma più tenero ed in genere di minor diametro. Per il bronzo si impiega filo di rame ricotto od anche bronzo di ricupero, ricotto; per l'acciaio si impiega del filo di ferro zincato, per le cordine Aldrey del filo di alluminio di diametro 2 o 2,5 mm.

La legatura normale, è quella della fig. 518 *a*, dove sono indicate anche le fasi successive. La fig. 518 *b* mostra la legatura di ammarraggio. Una legatura speciale

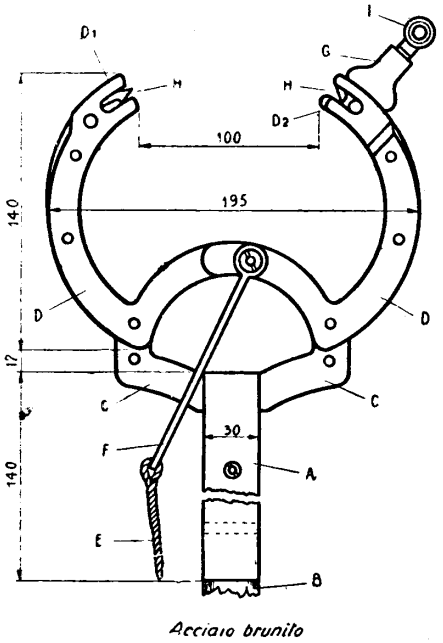


Fig. 515 – Tesafili.

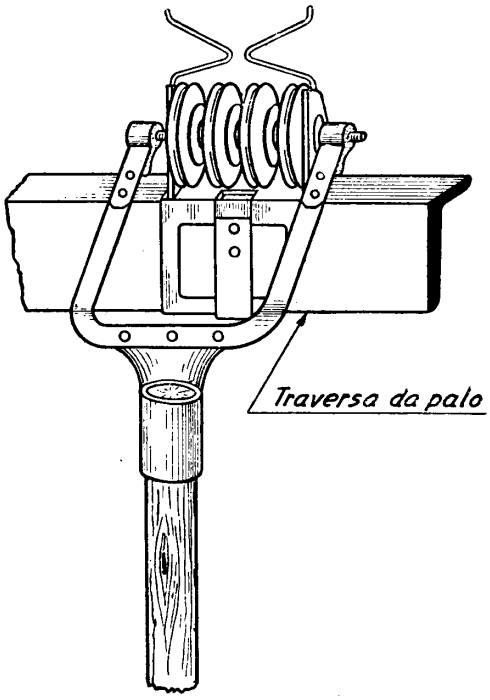


Fig. 516 – Carrucole per la tesatura dei fili in Aldrey su traverse in ferro.

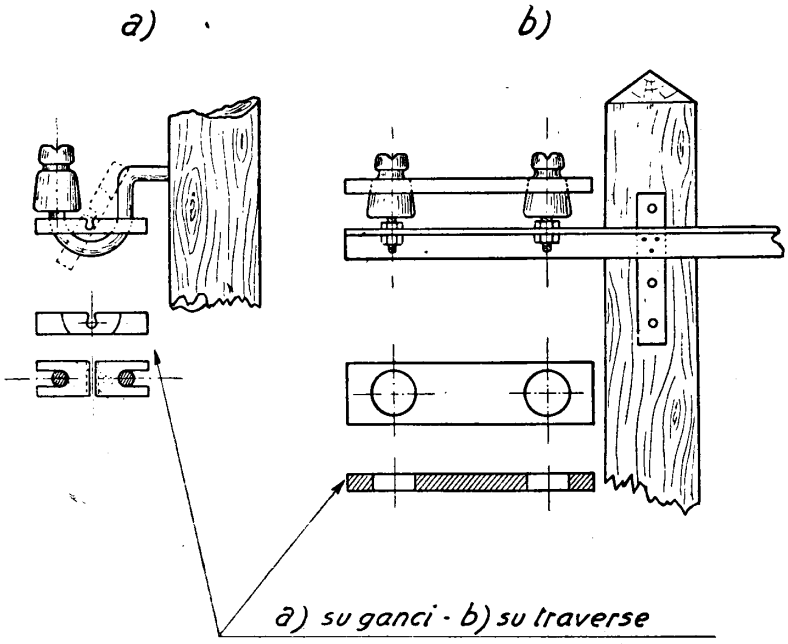


Fig. 517 – Assicelle di legno per proteggere i fili in Aldrey nella tesatura.

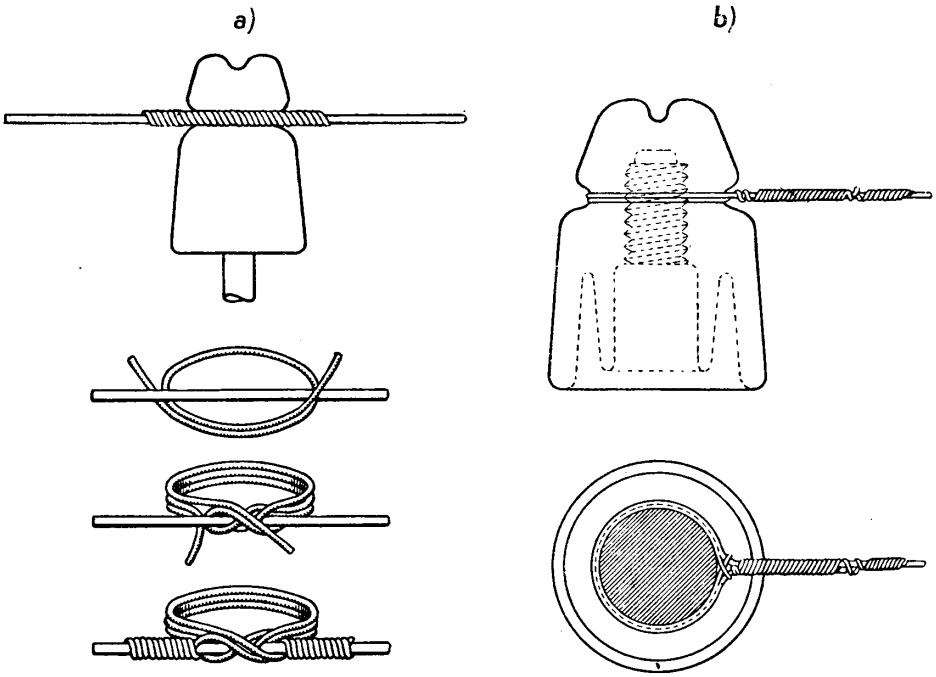


Fig. 518 – Legatura normale e legatura di ammarraggio.

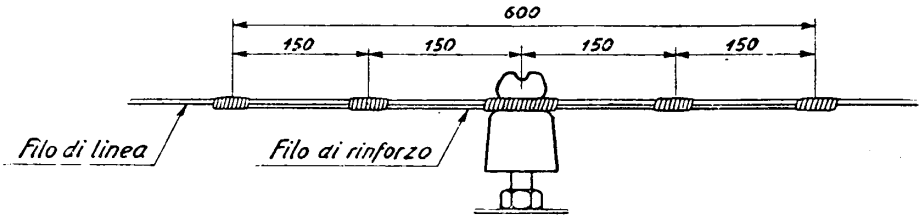


Fig. 519 – Legatura con balestra di rinforzo.

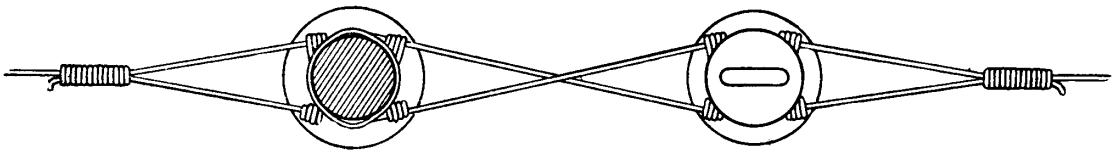


Fig. 520 – Legatura a losanga.

è quella con balestra di rinforzo, i cui dettagli sono disegnati in fig. 519; viene usata per i conduttori soggetti a forte sollecitazione per sovraccarico di ghiaccio e vento, specialmente per quelli di alluminio.

Per le campate di attraversamento è usata la legatura « a losanga » su doppio isolatore, che assicura il sostegno del conduttore anche se una delle campate si spezza (fig. 520).

Il fissaggio dei conduttori agli isolatori può essere eseguito anche secondo il sistema cosiddetto elastico; i fili si fanno passare sulla gola superiore degli isolatori e se ne evita lo scarrucolamento mediante una coppiglia che si introduce in un foro apposito. Questo sistema è ora pressochè abbandonato.

199. Giunzione dei conduttori. — I conduttori dopo lo stendimento, vengono giuntati secondo vari sistemi:

a) *Giunto a sovrapposizione e fasciatura,* detto anche giunto « britannia » (fig. 521). — Richiede una sovrapposizione dei conduttori di alcuni centimetri,

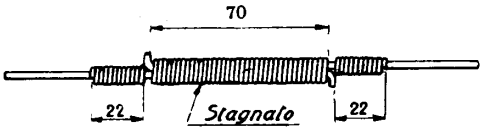


Fig. 521 - Giunto « britannia » normale.

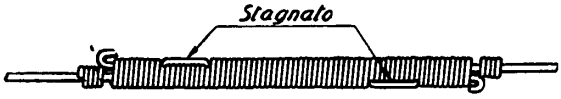


Fig. 522 - Giunto rinforzato.

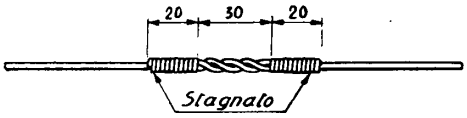


Fig. 523 - Giunto a tortiglione.

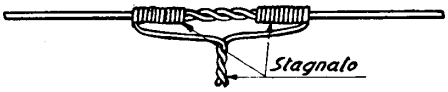
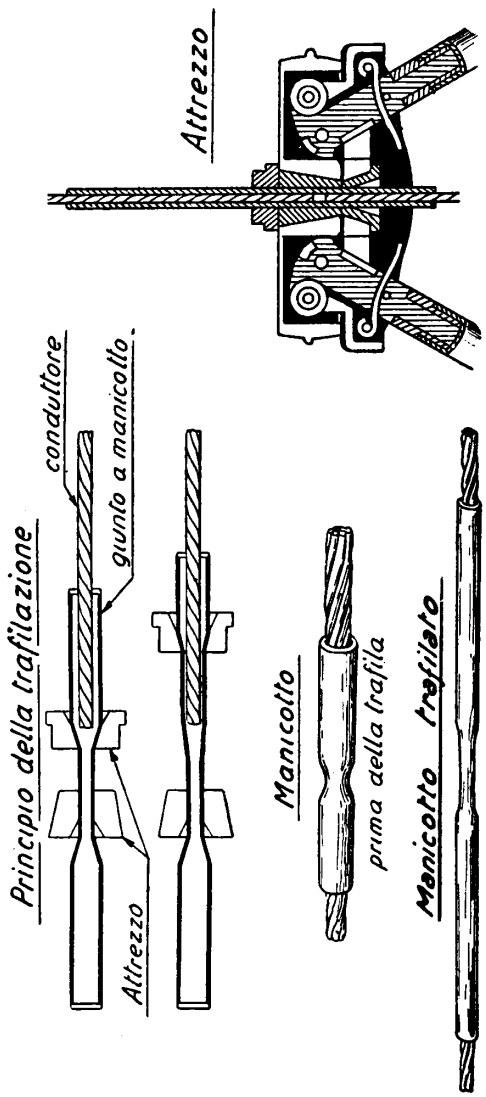


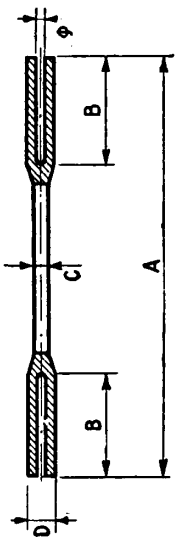
Fig. 524 - Giunto a farfalla.

fasciatura con filo stagnato e saldatura a stagno. Una variante è rappresentata dal giunto « rinforzato » impiegato nel Gruppo STET (fig. 522). Per i conduttori di piccolo diametro (sotto i due millimetri) si eseguisce il giunto a « tortiglione » (fig. 523) oppure quello a « farfalla » (fig. 524).

b) *Giunti trafilati.* — I due capi del filo da giuntare vengono infilati in un tubetto dello stesso metallo (fig. 525) e con un apposito attrezzo si comprime fortemente il tubetto contro il conduttore trafilandolo fino a triplicarne circa la lunghezza. La grandissima adesione causata dalla trafilatura assicura la continuità elettrica indefinitamente.



SCHIZZO E DIMENSIONI



Tipo	Per conduttori	A	B	C	D	ø
	TUBETTI RAME PER GIUNTI SU FILI IN BRONZO					
A	Bronzo mm 2,–	108	30	4	5	2,5
B	Bronzo mm 2,5	108	30	4	5	3
C	Bronzo mm 3,–	120	40	5	6	3,5
	TUBETTI ALLUMINIO PER GIUNTI SU CORDINA ALLUMINIO					
L	Per cordina 3 × 1,50	150	40	7	9,5	3,5
M	Per cordina 3 × 2,35	240	85	9	12	5,3

Fig. 525 – Giunto a manicotto trafilato « union ».

c) *Giunti a manicotto.* — Sono varianti del giunto trafilato, ed impiegano sempre un tubetto che viene compresso contro i conduttori. L'impiego riesce conveniente per i conduttori in treccia, di alluminio o bimetallici.

Per il giunto « a tacche » (fig. 526) si adopera un attrezzo a forma di tenaglia, capace di attuare una forte compressione sul manicotto, di materiale relativamente tenero, facendolo aderire al conduttore.

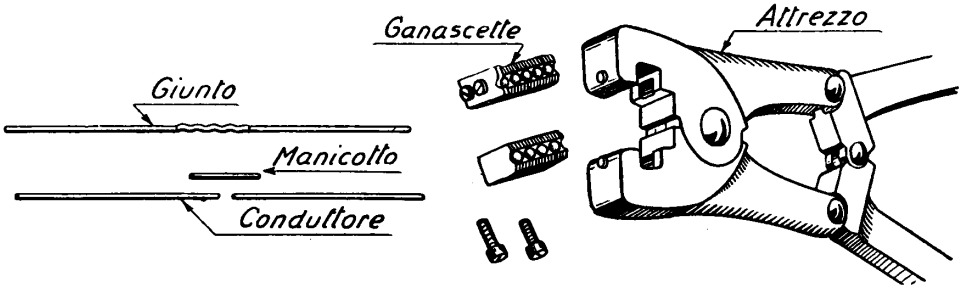


Fig. 526 - Giunto a tacche.

Per quello a martellamento, od a « manicotto compresso » (fig. 527) l'attrezzo è costituito da una matrice e contromatrice, che tengono fermo il manicotto; la pressione si ottiene percuotendo l'attrezzo con un martello.

Per il giunto a « manicotto ritorto » (fig. 528) si impiegano ancora due speciali attrezzi, che stringono fortemente le due estremità del manicotto e, ruotati l'uno

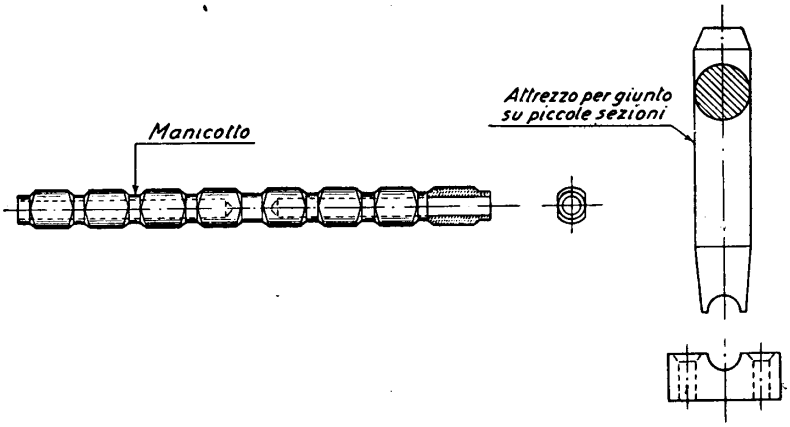


Fig. 527 - Giunto a manicotto compresso.

rispetto all'altro, attorcigliano il manicotto ed i due capi del filo, che così risultano fortemente giuntati.

d) *Giunti con morsetti.* — Impiegati particolarmente per le trecciole di alluminio, possono essere di svariati tipi; devono assicurare oltre ad un'adeguata

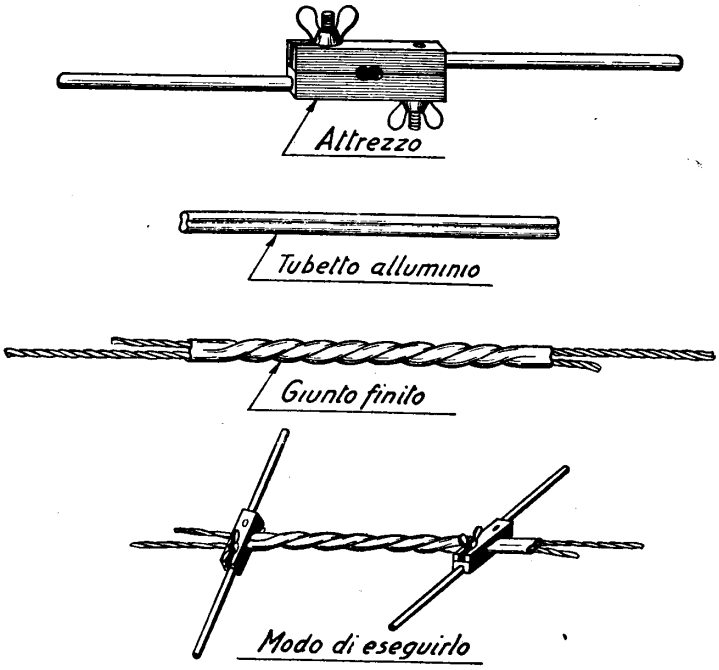


Fig. 528 – Giunto a manicotto ritorto.

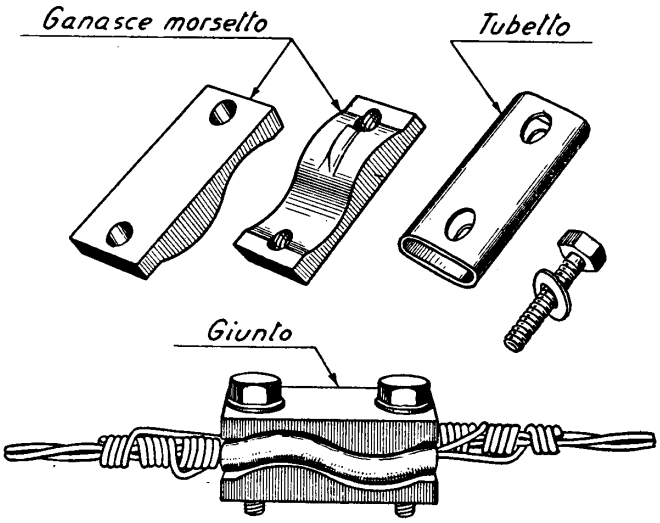


Fig. 529 – Giunto a morsetto.

resistenza meccanica anche una perfetta continuità elettrica, e ciò ne rende alquanto difficile l'esecuzione. Un tipo è quello della fig. 529.

Prima di eseguire le giunzioni i fili devono essere accuratamente puliti dalle ossidazioni ed impurità. Mentre i giunti a fasciatura e quelli con morsetti possono essere applicati anche stando sui pali, quelli a trafilazione, a manicotto o a tacche, non possono essere eseguiti generalmente che a terra; sono quindi meno indicati per la manutenzione.

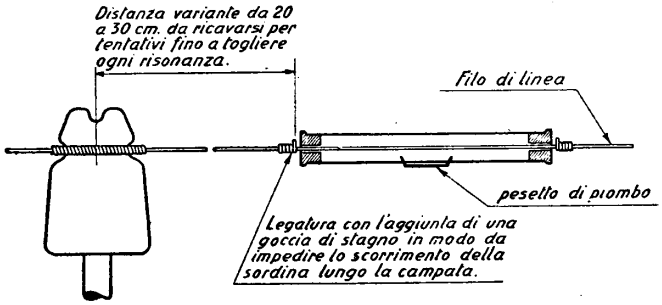
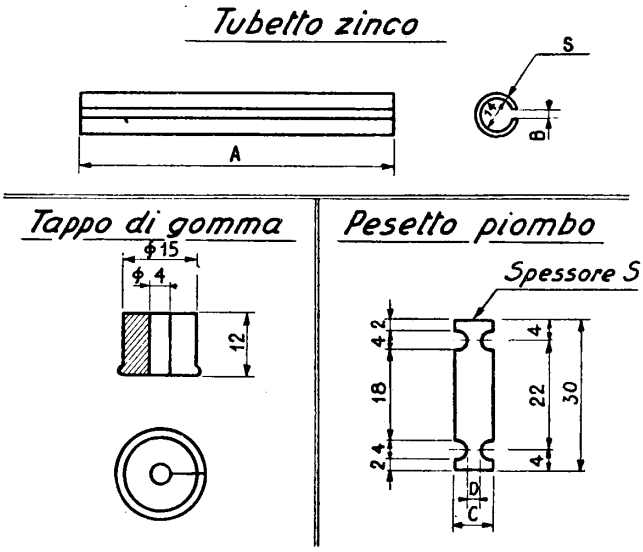


Fig. 530 – Montaggio sordina.



Nomenclatura	Tubetto zinco				Pesetto piombo				Per filo di linea ø mm
	A	*B*	*S*	Peso gr	*C*	*D*	*S*	Peso gr	
11493	125	3	0,5	20÷25	8	2,5	1,–	∼3	1,25÷2,5
11494	150	5	1,5	40÷50	10	4,–	1,5	∼5	3 e oltre

Fig. 531 – Sordina.

200. Lavori accessori. — Ultimato il fissaggio e la giunzione dei conduttori, la linea viene collegata ai terminali dei cavi di attraversamento, raccordo, imbocco, ecc. disposti come si è visto in precedenza.

Le linee aeree con lunghe campate prossime agli abitati vengono sovente munite di *sordine*, per impedire l'effetto fastidioso della vibrazione libera dei fili provocata dal vento. Le sordine (figg. 530-531) sono tubetti metallici (generalmente di zinco) che si dispongono vicino all'isolatore e vengono fissati con un lieve gioco. La vibrazione del filo si trasmette alla sordina, che, avendo una certa massa, ed essendo a sua volta libera di vibrare, assorbe una parte dell'energia e spegne la vibrazione sonora del filo teso. Il punto più adatto per ottenere lo smorzamento massimo viene trovato per tentativi.

La sordina può avere anche la forma di un cavalluccio metallico (per esempio di piombo) applicato a breve distanza dall'isolatore e libero di muoversi un poco sul filo, senza però scorrere (fig. 532). Per poter

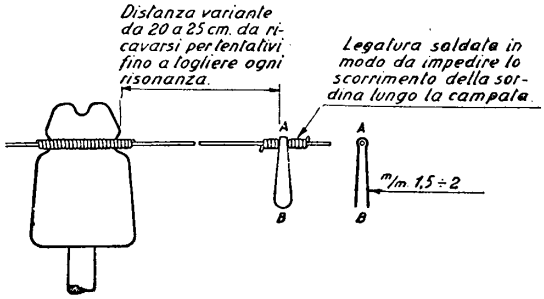


Fig. 532 – Montaggio sordina a cavalluccio.

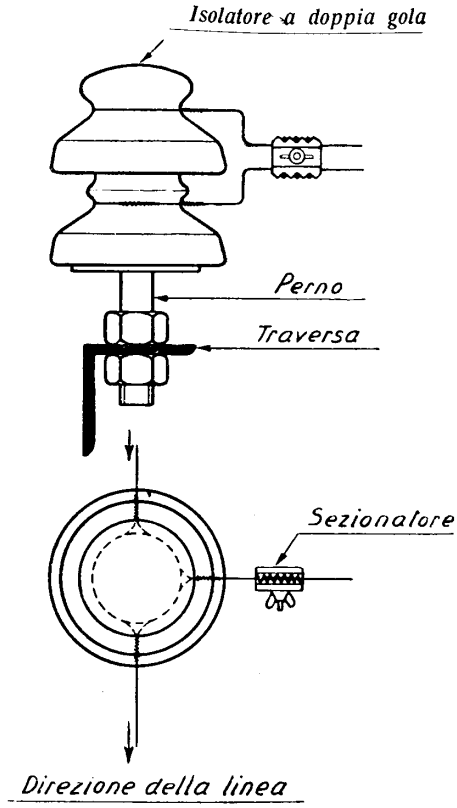


Fig. 533 – Montaggio di un sezionatore di line

localizzare i guasti le linee vengono munite anche di *sezionatori*. Le tratte da sezionare fanno capo a speciali isolatori a doppia gola (fig. 533), ed i due estremi dei conduttori vengono uniti mediante un morsetto a vite (fig. 534), di bronzo stagnato, l'apertura del quale opera il sezionamento.

201. Prove e misure; attivazione. — Dopo il completamento della linea in ogni suo particolare (giunzioni, protezioni, terminazioni) si eseguono varie prove preliminari per accertarne il buon funzionamento.

Precedono prove di audizione con comuni apparecchi a batteria locale onde verificare che la linea è efficiente ed esente da disturbi induttivi; ci si deve assi-

curare che le chiamate giungano regolarmente e che la conversazione si svolga con buona intensità ed intelligibilità. Non ottenendosi questi risultati favorevoli si deve verificare la linea in ogni particolare, rivolgendo speciale attenzione agli eventuali contatti dei fili con i rami di alberature, al regolare montaggio di valvole, scaricatori e sezionatori, ecc.

Ottenuto un buon risultato alle prove di audizione, si procede alle seguenti misure elettriche:

a) *Isolamento.* — Con strumento Megger a 120 V o 500 V si misura la resistenza di isolamento fra ogni filo e la terra e fra i fili di ogni circuito; è necessario ottenere valori non inferiori a *1 MΩ per ogni km di linea aerea.*

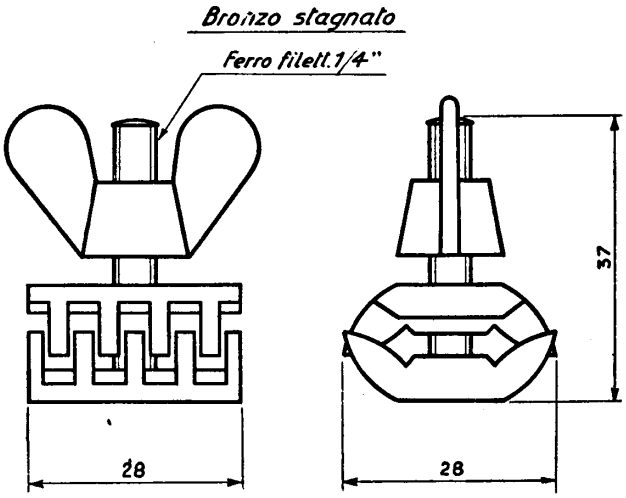


Fig. 534 – Sezionatore di linea.

b) *Resistenza ohmica dei conduttori.* — Con un ponte si misura la resistenza di ciascun circuito, chiuso all'estremità. Disponendo di diversi circuiti e collegando variamente i fili all'estremità lontana si possono anche ricavare i valori della resistenza di ogni filo. Tali valori devono essere uguali o molto prossimi ai valori teorici noti per ogni tipo di conduttore (tenuto conto della temperatura). Lo sbilancio di resistenza fra i due fili di ciascun circuito (cioè la differenza dei due valori di resistenza) non deve superare *2 ohm.*

c) *Attenuazione.* — Servendosi di apparecchi speciali, descritti in altra parte del libro (n° 271) ed adottando una unica frequenza di misura (ad esempio 1000 herz) ovvero alcune frequenze diverse, si misura l'attenuazione della linea in *neper*; il valore misurato, confrontato con il valore teorico che, come vedremo, è facile calcolare, dà modo di giudicare della efficienza dell'impianto.

In genere non sono richieste altre misure; solo in casi particolari si potranno eseguire misure di *rumore*, di *capacità*, di *impedenza*, per le quali rimandiamo agli accenni che verranno fatti al capitolo dedicato alla trasmissione telefonica.

Dopo la favorevole riuscita delle prove, la linea viene attivata collegandola alle centrali ed agli apparecchi. Naturalmente la linea di nuova attivazione deve essere tenuta per qualche tempo in attenta osservazione, perchè è proprio nei primi tempi di funzionamento che si manifesta il maggior numero di guasti, per deficienza di fabbricazione dei materiali, difetti di installazione ed anche per il naturale assestamento al quale è soggetta ogni nuova costruzione.

202. Collaudo. — Il collaudo, di cui la parte relativa a prove e misure è eseguita, come si è visto, prima dell'attivazione dei circuiti, viene completato con il rilievo dell'esatta consistenza dei materiali messi in opera in confronto con i quantitativi consegnati, resi ed eventualmente provenienti da impianti esistenti. I dati forniti da questo rilievo servono per la compilazione del *consuntivo* tecnico e contabile, per la liquidazione delle fatture, ecc.

Inoltre viene eseguito un sopralluogo di collaudo, per constatare l'esecuzione a regola d'arte dei lavori, con particolare riguardo ai punti più delicati (specie agli attraversamenti). Il collaudo è eseguito dal personale tecnico statale sotto il cui controllo sono posti i servizi di telecomunicazione (ispettorati dell'Azienda di Stato per i servizi telefonici).

203. Manutenzione ordinaria delle linee. — Ha per scopo di tenere sempre in efficienza le linee, di prevenire il verificarsi di guasti; di aumentare la durata degli impianti.

Generalmente nelle società telefoniche la manutenzione ordinaria è affidata a personale proprio: si assegna un determinato gruppo di linee (zona) ad un operaio, capo zona, il quale può avere alle sue dipendenze altri operai (guardiafili, manovali, ecc.). Ogni capo zona dispone di attrezzi per sè e per i suoi aiutanti, dei mezzi di locomozione occorrenti (motocicletta, bicicletta) e di apparecchi telefonici portatili per la prova dei circuiti.

204. Riparazione dei guasti. — La denuncia di un guasto viene data dalla operatrice interurbana all'ufficio tecnico. Questo deve provvedere sollecitamente a localizzarlo. Si accerta prima, con prove dal permutatore o dai distributori, che non si tratti di guasti di centrale o di rete; stabilito quindi che il guasto è di linea si sezionano i circuiti procedendo con ordine, e cercando di raggiungere la pronta individuazione del tratto in cui il guasto si è verificato in modo da ridurre al minimo la lunghezza dei percorsi e di evitare la necessità di ritornare due volte sullo stesso punto di prova.

I guasti più frequenti sono: rottura di fili, contatto fra fili, basso isolamento per rottura di isolatori, contatto fra conduttori e corpi estranei (il più sovente rami d'alberi), linea rumorosa, funzionamento ad intervalli. La riparazione deve essere eseguita accuratamente, rimettendo la linea in perfette condizioni. È norma importante quella di non ammettere lavori provvisori, i quali, accumulandosi, finiscono col compromettere seriamente l'efficienza degli impianti.

205. Manutenzione preventiva. — Consiste essenzialmente nella riparazione e ricambio delle parti guaste o deficienti anche se ancora non hanno provocato cattivo funzionamento delle linee. Si tratta in genere del cambio di isolatori rotti o screpolati, cambio di pali avariati o pericolanti, raddrizzamento di sostegni, regolazione dei fili o dei tiranti, taglio dei rami, verniciatura degli armamenti, ecc. Questa manutenzione deve essere eseguita con continuità e ciascun capo zona ha il compito di percorrere e verificare periodicamente tutti i tratti di linea affidatigli.

Rientra nella manutenzione preventiva anche la vigilanza sulla linea, intesa ad evitare che con nuovi attraversamenti irregolari, attacchi abusivi di cartelli e tiranti agli appoggi, piantagioni di alberature, ecc. si possa creare una situazione pericolosa.

206. Manutenzione straordinaria. — Comprende il lavoro che viene fatto una volta tanto per rimettere in ordine una linea già notevolmente invecchiata o rovinata da cause eccezionali (nubifragi, ecc.), e particolarmente: il cambio di molti pali, le modifiche di tracciato, la trasformazione di armamenti, il cambio sistematico di conduttori deteriorati, il rifacimento di incroci, la regolazione della tensione dei fili, lo spostamento di circuiti, la verniciatura di tutti gli armamenti e simili. In generale i lavori di manutenzione straordinaria non possono venire eseguiti dalle squadre addette alla manutenzione ordinaria e si preferisce affidarli ad imprese.

Va osservato che, in tutti i casi, durante i lavori di manutenzione straordinaria il servizio deve continuare regolarmente; è necessario perciò adottare tutti i mezzi atti a tale scopo, compreso quello di impiegare cavi provvisori volanti che realizzano la continuità dei circuiti nel tronco temporaneamente escluso per l'esecuzione del lavoro.

È indispensabile che le squadre addette a questo genere di lavoro siano dotate di apparecchi di prova portatili per accertare costantemente il buon andamento del servizio.

RIFERIMENTI

Per le prescrizioni riguardanti i conduttori:

C. E. I., *Norme per i conduttori nudi di bronzo, di acciaio zincato e di lega di alluminio per linee aeree di telecomunicazione*, 7-3, fasc. 37, 1939.

Per gli isolatori:

E. ALESSANDRI, *Porcellana per usi elettrotecnici*, « Rendiconti A. E. I. », 1933.

Per i problemi riguardanti la diafonia:

A. G. CHAPMAN, *Diafonia tra circuiti aerei*, « Bell System Technical Journal », gennaio-aprile, 1934.

M. YOS e C. G. AURELL, *Metodi per aumentare l'attenuazione di diafonia tra linee aeree*, « Ericsson Technics », n° 6, 1936.

H. KADEN e H. KAUFMANN, *La diafonia nelle linee aeree per sistemi a frequenze vettrici*, « T. F. T. », Bd. 37, H. 12, 1938.

A. SAPIENZA, *Armamento ed incroci per linee aeree con circuiti a frequenze portanti*, « Poste e Telecomunicazioni », gennaio, 1942.

Per i fenomeni di interferenza:

C. ALBANESE, *Induzioni e perturbazioni nella telefonia su filo*, « Rassegna P. T. T. », settembre, 1937.

CAPITOLO XII

ELEMENTI DI TEORIA DELLE TRASMISSIONI

I. Generalità.

207. Oggetto dello studio. — Non esiste tecnica che non sia fondata sulla conoscenza approfondita dei fenomeni fisici che essa si propone di utilizzare. Dopo una prima fase di sviluppo empirico, si impone la necessità di conoscere, con il sussidio dei mezzi di indagine offerti dalla matematica, le leggi che regolano il prodursi dei fenomeni stessi, per il conseguimento di determinati effetti.

La complessità dei fenomeni nella telefonia, rende necessaria in modo speciale l'indagine razionale di essi.

Per comunicare a distanza ci si serve, come è ben noto, della propagazione di oscillazioni elettriche lungo conduttori metallici, al di là dei limiti consentiti dalla natura alla propagazione acustica. Il fenomeno consiste, quindi, in una trasformazione acustico-elettrica delle oscillazioni nel trasmettitore; nella propagazione delle oscillazioni elettriche tra i due punti: di partenza (*origine* della linea di trasmissione) e di arrivo (*termine* della linea); nella trasformazione inversa all'arrivo, nel ricevitore.

Ammesso che le oscillazioni elettriche all'origine della linea riproducano fedelmente l'onda sonora dalla quale (per tramite del microfono) esse derivano, il ricevitore posto al termine della linea (e capace di operare con altrettanta teorica fedeltà la traduzione inversa) potrà dare dei suoni simili agli originali soltanto se lungo il percorso le oscillazioni non avranno subito alterazioni.

Naturalmente, come abbiamo visto a suo tempo nello studio del microfono e del ricevitore (numeri 12-21), la fedeltà di questi organi è solo approssimativa; e in generale non esiste fenomeno fisico in cui non sia implicito un dispendio di energia. L'energia sonora, trasformata in energia elettrica all'origine, compie la propagazione lungo la linea a proprie spese ed al termine ne giunge solo una quota parte.

Il cammino percorso dall'energia elettro-acustica, oltre a ridurne l'entità, lascia, per così dire, anche la sua traccia in essa; la altera, in maniera diversa, a seconda delle caratteristiche della linea. Talchè l'energia che il ricevitore posto al termine deve tradurre con fedeltà in suono, risulta sempre non solo « attenuata » ma anche « distorta ».

Il problema della « trasmissione » consiste appunto nello studio delle cause che concorrono ad *attenuare* e *distorcere* l'energia lungo un percorso determinato (una coppia di fili metallici formanti « circuito » od altro sistema di elementi percorribili dalla corrente) ed in quello dei mezzi che, note tali cause di alterazione della trasmissione, possono essere usati per annullarle o compensarle.

Forse è superfluo aggiungere che tanto più si rendono manifesti i fenomeni nocivi ad una buona trasmissione delle oscillazioni elettriche, quanto più lungo è il percorso tra l'origine ed il termine. È per le linee « elettricamente lunghe » che sorge soprattutto il problema della trasmissione. E pertanto, lo studio del problema della trasmissione è il logico presupposto per la tecnica delle comunicazioni a lunga distanza.

208. Campo delle frequenze interessanti la trasmissione. — La telefonia, fino a non molti anni fa, si interessava esclusivamente della trasmissione delle frequenze proprie della voce umana.

Dalla trattazione fatta al capitolo I, richiamiamo che le frequenze dei suoni semplici che si riscontrano nella voce umana, pur variando da persona a persona (cioè col « timbro » delle varie voci) sono sempre comprese nel campo tra 20 Hz e 15.000 Hz circa. Tali frequenze non concorrono tutte in ugual modo alla formazione della parola. Le frequenze più importanti (che sono soprattutto quelle fondamentali delle vocali) sono comprese fra i 500 ed i 2000 Hz. Le frequenze più alte assumuno una certa importanza solo nella costituzione delle consonanti sibilanti (la *s* e la *f*).

Si può vedere come le varie frequenze concorrano a quella che si chiama *intelligibilità* o *articolazione* della parola (espressione, questa, convenzionale ed in parte soggettiva, ma atta ad esprimere il concetto di maggiore o minore possibilità di comprensione da parte di un ascoltatore), mediante l'esperienza seguente:

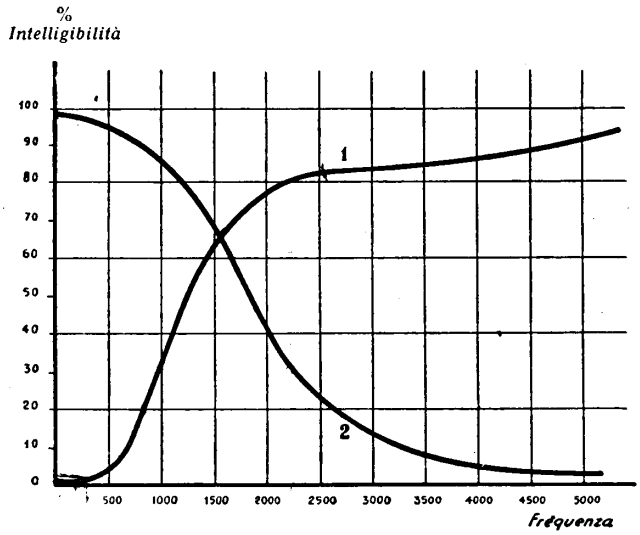
— due operatori stanno in ambienti separati in modo che la voce non possa giungere direttamente dall'uno all'altro, e dispongono di due apparecchi telefonici collegati fra di loro. Lungo la linea di collegamento è intercalato un dispositivo capace di « filtrare » la corrente di conversazione, limitando a volontà, come una porta che si può aprire in tutto od in parte, la larghezza della « banda » delle frequenze che possono attraversare il sistema, nonchè un attenuatore (n° 17) per la regolazione dell'equivalente di trasmissione. Il dispositivo, sostanzialmente, è costituito da un filtro « passa alto » e da uno « passa basso » regolabili.

Il primo operatore legge, con intensità di voce costante, un elenco di sillabe o gruppi di sillabe (*logatomi*) scelti a bella posta perchè non abbiano alcun senso e tutti i possibili rudimenti della parola vi compaiano. L'altro operatore annota tutti i logatomi che riesce a raccogliere. Pertanto, su *cento* logatomi trasmessi si può verificare quanti ne sono stati correttamente ricevuti.

L'esperienza si può effettuare per diversi valori dell'equivalente; per ognuno si ripete più volte, eliminando successivamente una banda di frequenze sempre più larga. Si può, per es., cominciare con una banda che va dalla frequenza zero a quella massima presente nella voce, circa 15.000 Hz. L'intelligibilità risulterà evidentemente

(se l'equivalente non è minore di 2÷3 neper) del 100 %. Conservando fisso il limite inferiore si può continuare, determinando l'intelligibilità che corrisponde ad un limite superiore di 10.000, 5000,.3500, 3000 Hz ... e così via. L'intelligibilità decresce prima molto lentamente, e solo a 2400 Hz circa si riduce all'80 %. A 2000 Hz diviene del 75 % ed a 1000 non supera il 40 %. La curva tende, quindi, a zero.

Analoga esperienza può farsi filtrando le frequenze a partire dall'estremo inferiore. L'eliminazione di tutte le frequenze al disotto di 500 Hz riduce di poco l'intelligibilità. Per ridurla al 75 % bisogna asportare tutte le frequenze sotto i 1300 Hz; poi, invece, la curva cala rapidamente: la eliminazione delle frequenze da zero a 2000 Hz riduce l'intelligibilità al 40 % appena. E così via, fino a zero.



1 – Curva ottenuta filtrando tutte le frequenze *superiori* a quella dell'ascissa di ogni punto.

2 – Curva ottenuta filtrando tutte le frequenze *inferiori* a quella dell'ascissa di ogni punto.

Fig. 535 – Curve di intelligibilità.

La media di numerosissime esperienze è riassunta nella fig. 535 tratta dalle pubblicazioni del C.C.I.F.

Quanto precede serve a chiarire il concetto di *banda* di frequenze telefoniche. Si vede come tale banda possa venire limitata al tratto compreso tra 300 Hz e 2400 Hz circa, senza che la parola, così alterata, riesca molto meno intelligibile di quella originale. Devesi tenere anche conto, infatti, della maggiore comprensibilità che assume la trasmissione quando, in base al significato del discorso, il corrispondente può colmare le eventuali lacune causate dalla riduzione della intelligibilità sillabica.

Il sopramenzionato C.C.I.F. ha fissato, per accordo internazionale, che la intel-

ligibilità (determinata, come si è detto, in base ad una lista di logatomi) non debba scendere al disotto dell'80 %. Ciò si può ottenere con la trasmissione delle frequenze comprese fra 300 e 2400 Hz. Per migliorare la qualità della trasmissione, la tendenza è tuttavia di portare il limite superiore a 2700 e, per trasmissioni di bontà particolare, di ulteriormente elevare tale limite.

Quanto precede si riferisce alla trasmissione della parola. Negli ultimi anni, però, la trasmissione su fili è stata estesa a bande di frequenze molto più ampie, ciò che ha reso sempre più difficili le modalità della realizzazione tecnica.

In primo luogo si tratta della trasmissione su filo dei programmi radiofonici, per il collegamento (detto «in relé») di due stazioni di radiodiffusione. La banda delle frequenze da trasmettere, in questo caso, si allarga alquanto per due motivi: i suoni di un'orchestra comprendono frequenze fondamentali assai più alte di quelle della voce umana; inoltre la fedeltà di riproduzione della musica esige che nel suono ricevuto a distanza siano presenti anche le armoniche più elevate del suono originario, pena una modificazione del timbro che non può in questo caso essere consentita dal buon effetto musicale.

Perciò è necessario trasmettere una fascia di frequenze compresa almeno tra 30 ed 8÷10 mila Hz.

Altra causa di allargamento del campo delle frequenze è stato, in telefonia, il bisogno, sempre più vivamente sentito, di utilizzare al massimo i costosi impianti necessari per la trasmissione interurbana.

Con sistemi che a suo tempo vedremo con qualche dettaglio (cap. XV), si può trasmettere su di uno stesso circuito, insieme alla comunicazione telefonica normale, una o più altre comunicazioni, dette in «alta frequenza».

Nel caso, per es., di una comunicazione in A. F., il dispositivo posto all'origine della linea, senza disturbare la trasmissione telefonica normale, compie una «trasposizione» delle frequenze della seconda comunicazione che si vuole stabilire, in modo da far corrispondere, a ciascuna delle frequenze ricevute, una nuova frequenza, spostata verso l'alto di una quantità determinata. Per chiarire il concetto, tale dispositivo, per es., fa corrispondere alla banda entrante di frequenze 300÷2400 Hz, una banda uscente di 3600÷5700 Hz, nella quale (poichè l'intervallo tra gli estremi resta uguale nei due casi, e pari a 2100) ognuna delle frequenze entranti trova la sua corrispondente. Tale banda in alta frequenza viene immessa nello stesso circuito sul quale già contemporaneamente si svolge una trasmissione a frequenza normale. All'arrivo, un sistema di filtri separa le due trasmissioni: la via delle frequenze normali è sbarrata, con un filtro passa basso, a quelle appartenenti al «canale» in alta frequenza, il quale è convogliato, invece, verso una apparecchiatura capace di eseguire in senso inverso la trasposizione di frequenze operata in partenza.

In definitiva, la banda delle frequenze che si presenterà alla trasmissione lungo il circuito, sarà, in questo caso, assai più larga del normale, estendendosi, nell'esempio fatto, da 300 a 5700 Hz.

Ciò che si è detto per il sistema ad un canale in alta frequenza, può estendersi ai sistemi a più canali. La banda totale, composta di quella più bassa, e delle altre

in alta frequenza, distanziate opportunamente, si estende più o meno ampiamente a seconda del numero di canali necessari per realizzare i collegamenti prestabiliti. Oggi si arriva a coprire, con la coesistenza di più sistemi sul medesimo circuito ordinario, tutto il campo delle frequenze fra 300 e 150.000 Hz, giungendo al limite delle cosiddette « onde lunghe » impiegate in radiotelefonia.

Un ulteriore ampliamento del campo delle frequenze interessanti la trasmissione su filo si è avuto con la televisione. Il relè fra stazioni telediffondenti impone la trasmissione di tutte le frequenze necessarie per una buona ricezione delle immagini. In questo caso è necessario disporre di una banda che può essere larga anche 1 milione di Hz e più, convenientemente spostata verso le frequenze elevate perchè una trasmissione possibilmente uniforme di tutte le frequenze sconsiglia l'impiego di quelle troppo basse.

Il concetto di banda di frequenze trasmesse è fondamentale; al trasmettere infatti una banda più larga di un'altra sono connesse difficoltà più o meno gravi di realizzazione pratica e quindi problemi tecnico-economici di primissimo ordine. Tali difficoltà divengono anche più complesse quando, anzichè con circuiti aerei, si abbia a che fare con circuiti in cavo.

209. Cenni sulla costituzione delle linee interurbane. — Riteniamo conveniente di far precedere allo studio della trasmissione un accenno descrittivo sulla costituzione degli impianti.

Le distanze tra i centri abitati vengono in telefonia superate a mezzo di fasci di conduttori. Per ogni collegamento o circuito occorrono due conduttori, i quali, nel loro insieme prendono nome di *coppia* o *doppino*.

Le coppie aeree sono, come sappiamo, costituite da fili di rame nudo, trecciola di lega leggera d'alluminio, ferro o acciaio, sorretti da isolatori montati su traverse e pali.

Ogni sostegno sorregge un certo numero di coppie, che nell'insieme costituiscono la linea.

Superato un certo numero di circuiti (variabile e dipendente dalla presenza sulla stessa palificazione di circuiti di abbonato o di estensione urbana) è d'uopo convogliare le coppie in un « cavo interurbano ».

I cavi interurbani raramente sono aerei, cioè sospesi ai pali od altri sostegni; comunemente sono sotterrati. La loro potenzialità può essere anche assai grande. Si hanno tronchi di cavo interurbano, in Italia, con alcune centinaia di coppie (per esempio il cavo Roma-Firenze, nel tratto principale, contiene 256 coppie). In media, però, i cavi interurbani hanno potenzialità che vanno dalla ventina ad un centinaio di coppie.

I circuiti aerei interurbani, come abbiamo visto, di solito sono formati con bronzo del diametro di 3 mm, o con lega leggera della formazione $3 \times 2{,}35$. Solo i circuiti di media lunghezza usano diametri di bronzo 2 mm e di lega leggera $3 \times 1{,}50$.

I circuiti in cavo impiegano rame elettrolitico nei diametri 1,3 mm e 0,9 mm; talvolta, ma raramente, nel nostro Paese, 1,1 mm. L'isolamento fra i conduttori

è ottenuto con avvolgimenti di carta non troppo stretti, in modo che il dielettrico è principalmente costituito da aria secca.

Per migliorare le condizioni di trasmissione rispetto alle cause di disturbo esterne al circuito, i due fili di una coppia aerea vengono ruotati a spirale, uno rispetto all'altro, sugli appoggi e i due fili di una coppia in cavo, vengono avvolti a spirale uno intorno all'altro. Nelle linee aeree il passo degli « incroci » o « rotazioni » mediante i quali si realizza la spirale è sempre un multiplo più o meno grande della campata, cioè della distanza media fra due sostegni, e varia da un circuito all'altro secondo regole prestabilite (vedi capo III, capitolo XI).

Anche nelle coppie in cavo il passo di « cordatura » cioè della spirale, è diverso dall'una all'altra coppia ed è dell'ordine di grandezza del metro.

Infine, allo scopo di poter realizzare un terzo circuito (virtuale) servendosi di due coppie, si suole avvolgere a spirale fra di loro due coppie contigue, ricavando una « bicoppia ». Nelle linee aeree si realizza di solito una bicoppia, ruotando uniformemente quattro fili contigui, con il mutare il loro posto in modo uniforme ogni n pali. Il passo della spirale unica di rotazione sarà perciò $4\ n$. Nei cavi si può realizzare una bicoppia allo stesso modo, prendendo quattro conduttori e cordandoli a spirale unica fra di loro con determinato passo. Si ha così la bicoppia « a stella ». È una formazione, però, raramente e solo di recente usata nei cavi interurbani. Comunemente la bicoppia è ottenuta cordando a spirale con passo x due coppie, a loro volta già cordate con passi y e z diversi fra loro e da x. Tale bicoppia è nota col nome di « D. M. » (Diselhorst-Martin), dal primo fabbricante di essa.

I cavi interurbani, poi, sono caratterizzati dalla regolare inserzione, lungo il loro percorso e con passo costante, di casse contenenti delle speciali bobine di induzione: le casse pupin.

Ogni bobina pupin ha, intorno ad un nucleo toroidale di materiale ad alta permeabilità magnetica, un avvolgimento collegato in serie con uno dei conduttori del cavo e rappresenta, perciò, un aumento artificiale di quella caratteristica del circuito chiamata « induttanza ».

La distanza tra due casse pupin è, in Italia, secondo una convenzione internazionale, fissata in m 1830 (passo di pupinizzazione).

Infine, a distanze più o meno grandi, dipendenti principalmente dal diametro dei conduttori, è necessario *rigenerare* le correnti telefoniche, che, per le perdite lungo il percorso, si vanno via via attenuando. I cavi fanno capo ogni $70 \div 80$ km a delle « stazioni amplificatrici », dove su ogni circuito viene intercalato un amplificatore a valvole termoioniche, capace di restituire alla trasmissione l'energia perduta.

Una linea telefonica interurbana, in base a quanto abbiamo accennato, è pertanto costituita in generale da un cavo a bicoppie pupinizzate, diviso in sezioni di amplificazione. Nessuna limitazione alla portata — almeno in prima approssimazione — presenta il sistema così costituito. Si possono oggi avere circuiti, interamente in cavo, lunghi due, tre ed anche quattro mila chilometri, ottenuti dal collegamento in serie di un certo numero di circuiti internazionali, nei quali la comu-

nicazione è amplificata diecine e diecine di volte lungo il percorso, e fra i due estremi dei quali la conversazione si svolge così agevolmente come se i due corrispondenti fossero abitanti di una stessa città. Cavi del tipo descritto collegano i più importanti centri di un continente, e nel complesso compongono una rete a maglie che dà una quantità di possibilità di collegamento fra due centri lontani.

Dai vertici delle maglie si dipartono poi i collegamenti a più breve distanza, in cavo anch'essi od in fili aerei i quali si irradiano, come un sistema capillare, ai centri minori.

L'esposizione elementare che faremo della tecnica interurbana ci porterà a trattare successivamente dei seguenti argomenti: leggi della trasmissione sulle linee, costruzione dei cavi, pupinizzazione, amplificazione, impiego delle alte frequenze; l'insieme di essi darà un'idea sufficientemente completa degli impianti per telefonia a lunga distanza. Faremo precedere un capitolo dedicato ai quadripoli.

II. Elementi sui quadripoli.

210. Definizione del quadripolo passivo e dei parametri caratteristici. — Qualunque circuito telefonico, se prescindiamo dalle sue caratteristiche: lunghezza, tipo dei conduttori, isolamento, è terminato da quattro estremi o *morsetti*, due dei quali possono chiamarsi di *entrata*, due di *uscita*. Analogamente un traslatore o trasformatore telefonico è accessibile mediante due coppie di morsetti, e così un filtro od un amplificatore. In altri termini si può sempre, prescindendo dalla costituzione interna, rilevare che una qualunque di queste strutture ha in comune la caratteristica di possedere due coppie di morsetti o poli mediante i quali si affaccia all'esterno e viene collegata alle altre.

Chiameremo perciò in generale *quadripolo* ogni struttura formata di conduttori, condensatori, induttanze, od altri elementi di circuito (ripartiti o concentrati), collegati fra di loro in modo qualsivoglia, e terminati da quattro morsetti.

Lo schema con cui si rappresenta un quadripolo è quello della fig. 536.

Il quadripolo che contiene solo elementi che dissipano energia (cioè resistenze, induttanze, capacità, mutue induzioni e conduttanze di dispersione) si chiama *quadripolo passivo*, in opposizione al *quadripolo attivo* che contiene anche sorgenti di energia (quali, per es., *valvole termoioniche*).

Nel quadripolo passivo, la potenza (apparente) ai morsetti di entrata, data dal prodotto della tensione per la corrente in quel punto

$$\mathbf{P}_e = \mathbf{V}_e \times \mathbf{I}_e ,$$

è sempre maggiore dell'analogo prodotto

$$\mathbf{P}_u = \mathbf{V}_u \times \mathbf{I}_u$$

fra tensione e corrente ai morsetti d'uscita. Ciò appunto per il carattere puramente passivo che la struttura possiede. Altrettanto non potrà dirsi, evidentemente, del quadripolo attivo.

Se non verrà indicato altrimenti, per quadripolo, nel seguito, si intenderà sempre il quadripolo passivo.

Lo studio generale che può farsi del quadripolo — al quale noi accenneremo qui brevemente — è utile in quanto fa conoscere le proprietà comuni a tutte le strutture di questo tipo, dalle quali possono farsi discendere quelle relative alle varie specie: circuiti omogenei, traslatori, filtri, linee artificiali, ecc.

Poichè in ciascun istante ogni grandezza elettrica effettivamente presente nel quadripolo può essere ottenuta come somma di vettori, di ampiezza, frequenza e fase diversa (nn^i 5 e 14), si potrà nella trattazione, per il *principio di sovrapposizione* degli effetti sempre valido nei sistemi lineari, considerare uno qualunque di tali vettori come rappresentativo delle grandezze della stessa specie. Perciò tanto le tensioni applicate e ricavate ai morsetti, quanto le correnti che ne risultano, che pure devono essere intese di forma qualunque, verranno rappresentati con i simboli **V** ed **I** (in neretto), che indicano dei numeri complessi.

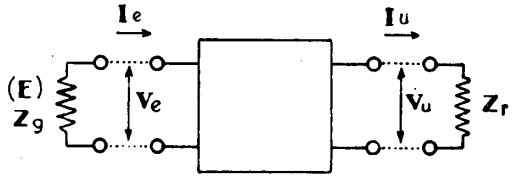


Fig. 536 – Rappresentazione del quadripolo passivo.

Al rapporto $\frac{\mathbf{V}}{\mathbf{I}} = \mathbf{Z}$, si dà il noto nome di *impedenza*. Questa grandezza, anch'essa vettoriale, sintetizza le proprietà del circuito elettrico che viene percorso dalla corrente **I** quando fra i suoi capi è applicata la tensione **V**.

Oltre al carattere *passivo* degli elementi costituenti il quadripolo, si postula che siano di tipo *lineare*; ciò significa che per essi deve valere la legge di Ohm, la quale esige la indipendenza di **Z** da **V** e da **I**.

In altri termini, gli elementi del quadripolo passivo devono avere valori indipendenti dall'ampiezza, frequenza e fase delle tensioni applicate e delle correnti circolanti.

Durante il funzionamento il quadripolo si deve immaginare completato con un apparecchio contenente la f. e. m. **E**, di impedenza interna $\mathbf{Z}_g$, chiuso sui morsetti di entrata e con un apparecchio utilizzatore o ricevitore di impedenza $\mathbf{Z}_r$ chiuso sui morsetti di uscita. $\mathbf{Z}_g$, per es., è l'impedenza di un generatore, un microfono, ecc.; $\mathbf{Z}_r$ quella di un telefono.

La forza elettromotrice **E** crea nel quadripolo un sistema di tensioni e di correnti.

211. Alcune proprietà generali dei quadripoli. — Qualunque sia la struttura interna del quadripolo, partendo dalle classiche equazioni ai nodi ed alle maglie (principi di Kirchhoff):

$$\Sigma \mathbf{I} = 0 \quad ; \qquad \Sigma \mathbf{E} = \Sigma \mathbf{Z} \mathbf{I}$$

scritte per un quadripolo generico, si può sempre, mediante successive elimina-

zioni, pervenire ad un sistema lineare della forma seguente:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_e = \mathbf{A}\,\mathbf{V}_u + \mathbf{B}\,\mathbf{I}_u \\ \mathbf{I}_e = \mathbf{C}\,\mathbf{V}_u + \mathbf{D}\,\mathbf{I}_u \end{cases} \tag{211-1}$$

che lega le due grandezze all'entrata, alle due corrispondenti grandezze all'uscita, attraverso le quattro costanti **A**, **B**, **C**, **D**, il cui valore dipende dagli elementi costituenti il quadripolo e dallo schema del loro raggruppamento. Per l'omogeneità dimensionale delle (211-1), le costanti **A** e **D** sono necessariamente dei numeri puri, **B** avrà le dimensioni di una impedenza e **C** quelle di una ammettenza.

Le quattro costanti non sono indipendenti, ma risultano legate da una relazione, che permette di ricavare la quarta, note tre di esse. Infatti, in qualunque quadripolo, ad ogni valore della tensione applicata $\mathbf{V}_e$ e della corrispondente corrente $\mathbf{I}_e$ devono far riscontro due corrispondenti grandezze all'uscita $\mathbf{V}_u$ ed $\mathbf{I}_u$; quindi il sistema (211-1) deve essere sempre risolvibile rispetto a queste due ultime grandezze considerate come incognite. Ciò equivale a dire, algebricamente, che il determinante

$$\begin{vmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{vmatrix} = \mathbf{A}\,\mathbf{D} - \mathbf{B}\,\mathbf{C} \quad , \tag{211-2}$$

formato con i coefficienti delle incognite, deve essere, secondo la regola di Cramer, diverso da zero.

Si può ancora dimostrare che il valore dell'espressione (211-2) è l'unità. Riferiamoci al quadripolo più elementare, costituito, come nella fig. 537, da tre impedenze collegate a T, e scriviamo le equazioni alle maglie.

Si ha:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_1\,\mathbf{I}_e + \mathbf{Z}_3\,(\mathbf{I}_e - \mathbf{I}_u) = \mathbf{V}_e \\ \mathbf{Z}_2\,\mathbf{I}_u - \mathbf{Z}_3\,(\mathbf{I}_e - \mathbf{I}_u) = -\mathbf{V}_u \end{cases}$$

da cui si ottiene, mettendo in evidenza gli elementi all'entrata:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_e = \dfrac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3} \cdot \mathbf{V}_u + \dfrac{\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_2\,\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_3\,\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_3} \cdot \mathbf{I}_u \\ \mathbf{I}_e = \dfrac{1}{\mathbf{Z}_3} \cdot \mathbf{V}_u + \dfrac{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3} \cdot \mathbf{I}_u \end{cases} \tag{211-3}$$

In questo sistema è facile verificare che il determinante dei coefficienti è uguale ad 1.

Infatti:

$$\frac{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_3)}{Z_3^2} - \frac{1}{Z_3}\,\frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_3} =$$

$$= \frac{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_3)}{Z_3^2} - \frac{(Z_2 + Z_3)(Z_1 + Z_3)}{Z_3^2} + \frac{Z_3^2}{Z_3^2} = 1.$$

Oltre al tipo in T, di fig. 537, le tre impedenze del quadripolo elementare possono immaginarsi riunite in π, come in fig. 538.

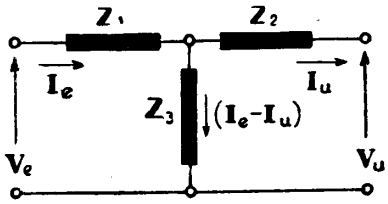


Fig. 537 - Quadripolo a T.

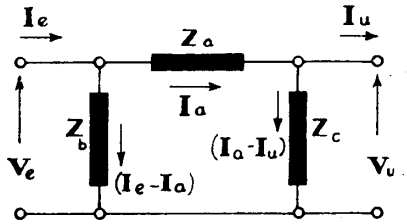


Fig. 538 - Quadripolo a π.

Anche per il quadripolo in π si possono scrivere le equazioni alle maglie:

$$\begin{cases} V_e = (I_e - I_a)\, Z_b \\ 0 = Z_a\, I_a + Z_c\,(I_a - I_u) - Z_b\,(I_e - I_a) \\ -V_u = -(I_a - I_u)\, Z_c \end{cases}$$

e, mettendo in evidenza gli elementi all'entrata:

$$\begin{cases} V_e = \dfrac{Z_a + Z_c}{Z_c}\, V_u + Z_a\, I_u \\ I_e = \dfrac{Z_a + Z_b + Z_c}{Z_b\, Z_c}\, V_u + \dfrac{Z_a + Z_b}{Z_b}\, I_u. \end{cases} \qquad (211\text{-}4)$$

Anche in questo sistema può verificarsi con facilità che il determinante dei coefficienti è uguale all'unità.

Resta quindi dimostrato per il quadripolo più semplice, costituito da tre impedenze disposte in T od in π, che sussiste la condizione fondamentale

$$A\,D - B\,C = 1 \qquad (211\text{-}5)$$

mediante la quale, date tre delle costanti caratteristiche, è possibile ottenere la quarta. In altri termini, la conoscenza di tre costanti è sufficiente a determinare il quadripolo a tutti gli effetti esterni.

Ora, l'applicazione dei teoremi relativi alle reti di impedenze (trasformazione stella-triangolo) permette di ridurre — ai soli effetti delle tensioni e correnti relative ai morsetti di entrata e di uscita, che qui ci interessano — un quadripolo, composto da un numero qualunque di impedenze, ad un quadripolo elementare a T od a π, composto di tre sole impedenze, i cui valori dipendono dalle impedenze costituenti il quadripolo dato. Ne consegue che la (211-5) ha validità generale [1].

Dato un qualunque quadripolo, il valore delle quattro costanti **A**, **B**, **C**, **D**, può essere ottenuto sia riportandolo al T od al π equivalente, e calcolando mediante le espressioni (211-3) o (211-4) il loro valore; sia con misure dall'esterno, nel modo che segue.

Chiudendo in corto circuito i morsetti di uscita, si annulla la $\mathbf{V}_u$ ed il sistema (211-1) si riduce a:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ec} = \mathbf{B}\,\mathbf{I}_{uc} \\ \mathbf{I}_{ec} = \mathbf{D}\,\mathbf{I}_{uc} \end{cases} \quad \text{da cui} \quad \mathbf{B} = \frac{\mathbf{V}_{ec}}{\mathbf{I}_{uc}} \quad ; \quad \mathbf{D} = \frac{\mathbf{I}_{ec}}{\mathbf{I}_{uc}} \tag{211-6}$$

Isolando, invece, gli stessi morsetti di uscita, si annulla la $\mathbf{I}_u$ e le (211-1) divengono

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ea} = \mathbf{A}\,\mathbf{V}_{ua} \\ \mathbf{I}_{ea} = \mathbf{C}\,\mathbf{V}_{ua} \end{cases} \quad \text{da cui} \quad \mathbf{A} = \frac{\mathbf{V}_{ea}}{\mathbf{V}_{ua}} \quad ; \quad \mathbf{C} = \frac{\mathbf{I}_{ea}}{\mathbf{V}_{ua}} \tag{211-7}$$

Mediante le (211-6) e (211-7) è quindi possibile ottenere le quattro costanti per un quadripolo qualunque, beninteso dopo aver rilevato, con adatte misure, i valori delle tensioni e correnti all'entrata ed uscita, in regime di corto circuito e di circuito aperto all'uscita.

Ancora, dividendo ciascuna delle (211-1) per $\mathbf{I}_u$, e poi dividendole membro a membro, si ottiene:

$$\frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e} = \mathbf{Z}_e = \frac{\mathbf{A}\,\mathbf{Z}_u + \mathbf{B}}{\mathbf{C}\,\mathbf{Z}_u + \mathbf{D}} \tag{211-8}$$

che permette di ottenere l'impedenza di entrata, nota quella di uscita.

Nella (211-1), mediante un cambiamento di variabili, si possono mettere in evidenza le grandezze elettriche all'uscita, in funzione di quelle all'entrata; il sistema che si ottiene

$$\begin{cases} \mathbf{V}_u = \mathbf{A}'\,\mathbf{V}_e + \mathbf{B}'\,\mathbf{I}_e \\ \mathbf{I}_u = \mathbf{C}'\,\mathbf{V}_e + \mathbf{D}'\,\mathbf{I}_e \end{cases}$$

---

[1] Beninteso, per i quadripoli passivi costituiti da un numero qualsiasi di impedenze *concentrate*. La dimostrazione non può essere, in questa sede, estesa alle reti con caratteristiche distribuite.

è legato al sistema (211-1) dalle relazioni

$$\mathbf{A}' = \frac{\mathbf{D}}{\mathbf{A}\,\mathbf{D} - \mathbf{C}\,\mathbf{B}} \quad ; \quad \mathbf{B}' = -\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{A}\,\mathbf{D} - \mathbf{C}\,\mathbf{B}} \quad ; \quad \mathbf{C}' = -\frac{\mathbf{C}}{\mathbf{A}\,\mathbf{D} - \mathbf{C}\,\mathbf{B}} \quad ;$$

$$\mathbf{D}' = \frac{\mathbf{A}}{\mathbf{A}\,\mathbf{D} - \mathbf{C}\,\mathbf{B}} \quad ,$$

come è facile verificare.

Tenendo presente la relazione (211-5) queste ultime si riducono a:

$$\mathbf{A}' = \mathbf{D} \; ; \qquad \mathbf{B}' = -\mathbf{B} \; ; \qquad \mathbf{C}' = -\mathbf{C} \; ; \qquad \mathbf{D}' = \mathbf{A}$$

ed il sistema si scrive:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_u = \mathbf{D}\,\mathbf{V}_e - \mathbf{B}\,\mathbf{I}_e \\ \mathbf{I}_u = -\mathbf{C}\,\mathbf{V}_e + \mathbf{A}\,\mathbf{I}_e . \end{cases} \tag{211-9}$$

Queste relazioni ci dicono che invertendo il quadripolo, cioè considerando i morsetti di uscita come morsetti di entrata e viceversa, le costanti **B** e **C** rimangono le stesse, mentre **A** cambia il posto con **D**. I segni negativi derivano dal fatto che guardando il quadripolo dai morsetti di uscita il senso delle correnti è opposto a quello considerato nello stabilire il sistema (211-1) ed indicato dalle frecce nella fig. 536.

212. Quadripoli simmetrici; equivalenza fra quadripoli tipici e caratteristiche relative. — Un quadripolo si dice *simmetrico* quando esso appare identico dalle due estremità. Ciò equivale a dire che le (211-1) devono coincidere con le (211-9), per il che basta porre $\mathbf{A} = \mathbf{D}$ e cambiare il segno delle correnti in uno dei due sistemi.

Nel quadripolo simmetrico le costanti caratteristiche si riducono pertanto a tre, di cui due sole indipendenti.

Il sistema che lega correnti e tensioni diviene

$$\begin{cases} \mathbf{V}' = \mathbf{A}\,\mathbf{V} + \mathbf{B}\,\mathbf{I} \\ \mathbf{I}' = \mathbf{C}\,\mathbf{V} + \mathbf{A}\,\mathbf{I} \end{cases} \tag{212-1}$$

con $\mathbf{V}'$, $\mathbf{I}'$ corrispondenti a due morsetti; $\mathbf{V}$, $\mathbf{I}$ corrispondenti agli altri due.

Per il T simmetrico dovrà aversi, in base alle (211-3):

$$\frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3} = \frac{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3} \qquad \text{da cui} \qquad \mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_2$$

ed i tre parametri divengono (con riferimento ai simboli della fig. 539):

$$\mathbf{A} = \frac{\mathbf{Z}_1 + 2\,\mathbf{Z}_2}{2\,\mathbf{Z}_2} \quad ; \quad \mathbf{B} = \frac{\mathbf{Z}_1^2 + 4\,\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}{4\,\mathbf{Z}_2} \quad ; \quad \mathbf{C} = \frac{1}{\mathbf{Z}_2}. \tag{212-2}$$

Per il π simmetrico, invece, dalle (211-4) si deduce che è

$$\mathbf{Z}_b = \mathbf{Z}_c$$

ed i tre parametri (fig. 540) sono:

$$\mathbf{A} = \frac{\mathbf{Z}_a + 2\,\mathbf{Z}_b}{2\,\mathbf{Z}_b} \quad ; \quad \mathbf{B} = \mathbf{Z}_a \quad ; \quad \mathbf{C} = \frac{\mathbf{Z}_a + 4\,\mathbf{Z}_b}{4\,\mathbf{Z}_b^2}. \tag{212-3}$$

Due quadripoli sono *equivalenti* quando, pure avendo una differente struttura, si comportano in maniera identica agli effetti esterni. Ciò significa che devono per essi coincidere le quattro costanti caratteristiche.

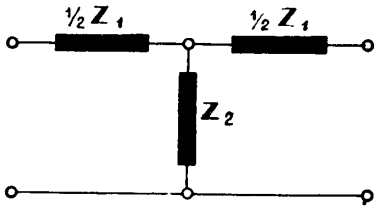


Fig. 539 - Quadripolo a T simmetrico.

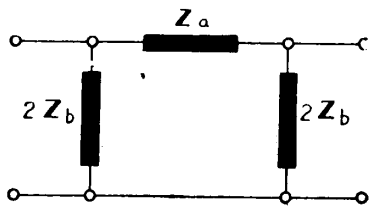


Fig. 540 - Quadripolo a π simmetrico.

In particolare, un quadripolo a T ed uno a π sono equivalenti quando coincidono i coefficienti corrispondenti dei sistemi (211-3) e (211-4). Si deve avere:

$$\frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3} = \frac{\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_c}{\mathbf{Z}_c} \quad ; \quad \frac{\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_2\,\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_3\,\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_3} = \mathbf{Z}_a$$

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_3} = \frac{\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b + \mathbf{Z}_c}{\mathbf{Z}_b\,\mathbf{Z}_c} \quad ; \quad \frac{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3} = \frac{\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b}{\mathbf{Z}_b}$$

sistema di quattro equazioni, di cui tre indipendenti.

Risolvendo rispetto al T si hanno le formule di passaggio che permettono di costruire il T equivalente ad un π dato:

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b}{\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b + \mathbf{Z}_c} \quad ; \quad \mathbf{Z}_2 = \frac{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_c}{\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b + \mathbf{Z}_c} \quad ; \quad \mathbf{Z}_3 = \frac{\mathbf{Z}_b\,\mathbf{Z}_c}{\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b + \mathbf{Z}_c}. \tag{212-4}$$

Reciprocamente, risolvendo rispetto al π, si hanno le formule di passaggio che permettono di costruire il π equivalente ad un T dato:

$$\mathbf{Z}_a = \frac{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_3 \mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_3} \quad ; \quad \mathbf{Z}_b = \frac{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_3 \mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}$$
$$\mathbf{Z}_c = \frac{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_3 \mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_1}. \tag{212-5}$$

Per il T simmetrico le (212-4) divengono:

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{\mathbf{Z}_a \mathbf{Z}_b}{{}^1/_4\, \mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b} \quad ; \quad \mathbf{Z}_2 = \frac{\mathbf{Z}_b^2}{{}^1/_4\, \mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b} \tag{212-6}$$

e per il π simmetrico le (212-5) divengono:

$$\mathbf{Z}_a = \mathbf{Z}_1 \left(\frac{\mathbf{Z}_1}{4\, \mathbf{Z}_2} + 1 \right) \quad ; \quad \mathbf{Z}_b = {}^1/_2\, \mathbf{Z}_1 + 2\, \mathbf{Z}_2. \tag{212-7}$$

213. Definizione delle diverse costanti di trasduzione. — Il quadripolo, del quale abbiamo visto le principali proprietà, ha il compito di *trasferire* una certa potenza elettrica. In vista di questa sua utilizzazione, risulta necessario stabilirne le modalità di funzionamento al variare delle condizioni esterne, cioè (con riferimento alla fig. 536) al variare delle impedenze collegate ai morsetti di entrata ($\mathbf{Z}_g$) e di uscita ($\mathbf{Z}_r$).

Sono di particolare interesse le condizioni di funzionamento corrispondenti alla chiusura del quadripolo su due diverse specie di impedenza.

1) Funzionamento su *impedenze immagini*. Si realizza quando (per una frequenza data) l'impedenza misurata ai morsetti di entrata, sia verso destra che verso sinistra, risulta *uguale*; analogamente ai morsetti di uscita (fig. 541). Si deve avere perciò, in queste condizioni:

$$\mathbf{Z}_g^{(i)} = \mathbf{Z}_e^{(i)} = \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e} \quad \text{e} \quad \mathbf{Z}_r^{(i)} = \mathbf{Z}_u^{(i)} = \frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u} \tag{213-1}$$

Questi valori, inseriti nella (211-8) (e nella formula che si può ricavare dalle (211-9) dopo aver cambiato il segno delle correnti $\mathbf{I}_e$ ed $\mathbf{I}_u$), dànno:

$$\mathbf{Z}_g^{(i)} = \frac{\mathbf{A}\, \mathbf{Z}_r^{(i)} + \mathbf{B}}{\mathbf{C}\, \mathbf{Z}_r^{(i)} + \mathbf{D}} \qquad \mathbf{Z}_r^{(i)} = \frac{\mathbf{D}\, \mathbf{Z}_g^{(i)} + \mathbf{B}}{\mathbf{C}\, \mathbf{Z}_g^{(i)} + \mathbf{A}}$$

dal quale sistema si può ricavare il valore delle impedenze immagini in funzione

delle quattro costanti del quadripolo

$$\mathbf{Z}_g^{(i)} = \sqrt{\frac{\mathbf{A\,B}}{\mathbf{C\,D}}} \qquad\qquad \mathbf{Z}_r^{(i)} = \sqrt{\frac{\mathbf{D\,B}}{\mathbf{A\,C}}}. \tag{213-2}$$

Tenendo presenti le (211-6) e (211-7) (e le simmetriche che si hanno mettendo in corto circuito ed aprendo i morsetti di entrata), si ricavano dalle (213-2) le interessanti relazioni:

$$\mathbf{Z}_g^{(i)} = \sqrt{\mathbf{Z}_{ea} \cdot \mathbf{Z}_{ec}} \quad ; \quad \mathbf{Z}_r^{(i)} = \sqrt{\mathbf{Z}_{ua} \cdot \mathbf{Z}_{uc}} \tag{213-3}$$

che permettono di determinare le impedenze immagini all'entrata ed all'uscita come media geometrica delle impedenze misurate ai rispettivi morsetti quando gli altri due morsetti sono aperti ed in corto circuito.

2) Funzionamento su *impedenze iterative*. Si ha quando, per una determinata frequenza, l'impedenza del generatore collegato all'entrata del quadripolo (fig. 542) è uguale all'impedenza misurata all'uscita; ed analogamente l'impedenza misurata all'entrata del quadripolo è uguale all'impedenza del ricevitore. Si deve perciò avere:

$$\mathbf{Z}_g^{(k)} = \mathbf{Z}_u^{(k)} = \frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u} \quad ; \quad \mathbf{Z}_r^{(k)} = \mathbf{Z}_e^{(k)} = \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e}. \tag{213-4}$$

Anche in questo caso, utilizzando la (211-8) si può determinare il valore dell'impedenza iterativa all'entrata $\mathbf{Z}_g^{(k)}$; a tale scopo nella (211-8), bisogna sostituire $\mathbf{Z}_g^{(k)}$ tanto a $\mathbf{Z}_e$ quanto a $\mathbf{Z}_u$. Ed analogamente, nella formula che si può ricavare dalla (211-9) dopo aver cambiato il segno dalle correnti $\mathbf{I}_e$ ed $\mathbf{I}_u$, sostituendo $\mathbf{Z}_r^{(k)}$ al posto di $\mathbf{Z}_e$ e $\mathbf{Z}_u$, si ottiene l'espressione dell'impedenza iterativa all'uscita

$$\mathbf{Z}_g^{(k)} = \frac{\mathbf{A}\,\mathbf{Z}_g^{(k)} + \mathbf{B}}{\mathbf{C}\,\mathbf{Z}_g^{(k)} + \mathbf{D}} \quad ; \quad \mathbf{Z}_r^{(k)} = \frac{\mathbf{D}\,\mathbf{Z}_r^{(k)} + \mathbf{B}}{\mathbf{C}\,\mathbf{Z}_r^{(k)} + \mathbf{A}}$$

da cui:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_g^{(k)} &= \frac{(\mathbf{A} - \mathbf{D}) \pm \sqrt{(\mathbf{D} - \mathbf{A})^2 + 4\,\mathbf{B}\,\mathbf{C}}}{2\,\mathbf{C}} \\ \mathbf{Z}_r^{(k)} &= \frac{(\mathbf{D} - \mathbf{A}) \pm \sqrt{(\mathbf{A} - \mathbf{D})^2 + 4\,\mathbf{B}\,\mathbf{C}}}{2\,\mathbf{C}}. \end{aligned} \tag{213-5}$$

Nel quadripolo simmetrico si ha, come sappiamo $\mathbf{A} = \mathbf{D}$ e le quattro espressioni (213-2) e (213-5) coincidono nell'unica

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}} \tag{213-6}$$

che prende il nome di *impedenza caratteristica* del quadripolo simmetrico. Per questo particolare quadripolo, dunque, tanto l'impedenza iterativa quanto l'impedenza immagine, sia all'entrata che all'uscita (le quali, ovviamente, possono scambiarsi l'una con l'altra) hanno un valore unico.

Durante il funzionamento del quadripolo interessa, ancora, conoscere quale sia l'effetto dovuto alla sua inserzione fra generatore e ricevitore. In altri termini, è interessante sapere in quale rapporto la potenza o la tensione o la corrente all'entrata del quadripolo si vengono a trovare rispetto alle corrispondenti grandezze all'uscita. Naturalmente, il funzionamento è diverso a seconda delle condizioni di chiusura dei morsetti, per cui occorre dare delle differenti definizioni per ciascuna delle principali di esse.

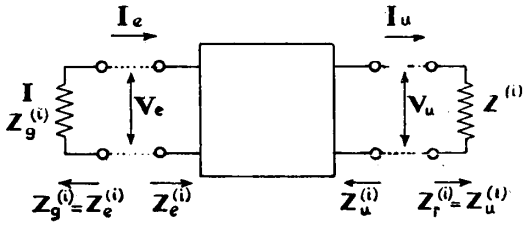


Fig. 541 – Quadripolo terminato sulle impedenze immagini.

1) *Quadripolo chiuso sulle impedenze immagini* (fig. 541). Il sistema generale (211-1), se si tiene conto delle

$$V_u = Z_u^{(i)} \cdot I_u \qquad\qquad I_u = \frac{V_u}{Z_u^{(i)}}$$

che si ricavano direttamente dalla 2ª delle (213-1), si trasforma nel seguente

$$\begin{cases} V_e = V_u \left(A + \dfrac{B}{Z_u^{(i)}} \right) \\ I_e = I_u \left(C\, Z_u^{(i)} + D \right) \end{cases}$$

dal quale, moltiplicando membro a membro

$$V_e\, I_e = V_u\, I_u \left(A + \frac{B}{Z_u^{(i)}} \right) \cdot \left(C\, Z_u^{(i)} + D \right)$$

$$= V_u\, I_u \left(A\, D + B\, C + A\, C\, Z_u^{(i)} + \frac{B\, D}{Z_u^{(i)}} \right)$$

e tenendo conto delle (213-1) e (213-2)

$$\frac{V_e\, I_e}{V_u\, I_u} = A\, D + B\, C + A\, C \sqrt{\frac{D\, B}{A\, C}} + B\, D \sqrt{\frac{A\, C}{D\, B}} = \left(\sqrt{A\, D} + \sqrt{B\, C} \right)^2. \qquad (213\text{-}7)$$

Il rapporto $\frac{\mathbf{V}_e \mathbf{I}_e}{\mathbf{V}_u \mathbf{I}_u}$ fra il prodotto delle grandezze elettriche all'entrata ed il corrispondente prodotto all'uscita è appunto la grandezza caratteristica che qui cerchiamo. Ad esso si preferisce sostituire in pratica l'espressione

$$\Theta_i = {}^1/_2 \log_e \frac{\mathbf{V}_e \mathbf{I}_e}{\mathbf{V}_u \mathbf{I}_u} \tag{213-8}$$

cioè la metà del logaritmo neperiano dell'espressione (213-7), a cui si dà il nome di *esponente di trasduzione* (su immagine) del quadripolo dato. Il nome di *esponente* deriva dal fatto che si può porre:

$$e^{2\Theta_i} = \frac{\mathbf{V}_e \mathbf{I}_e}{\mathbf{V}_u \mathbf{I}_u} \tag{213-9}$$

da cui, passando ai logaritmi, si ritorna alla (213-8). Per la (213-7), l'esponente di trasduzione (su immagine) è legato alle costanti del quadripolo dalla formula:

$$\Theta_i = \log_e (\sqrt{\mathbf{A}\,\mathbf{D}} + \sqrt{\mathbf{B}\,\mathbf{C}}). \tag{213-10}$$

Si osservi che dalla espressione precedente del sistema generale, risulta che quando il quadripolo è chiuso sulle impedenze immagini è in generale:

$$\frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{V}_u} \quad \text{diverso da} \quad \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u}.$$

Per questa ragione l'esponente di trasduzione (su immagine) è espresso mediante un rapporto in cui compaiono entrambe le grandezze della tensione e della corrente.

2) *Quadripolo chiuso sulle impedenze iterative* (fig. 542). Il sistema generale (211-1), se si tiene conto delle

$$\mathbf{V}_u = \mathbf{Z}_u^{(k)} \mathbf{I}_u$$

$$\mathbf{I}_u = \frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{Z}_u^{(k)}}$$

che si ricavano direttamente dalla 1ª delle (213-4) si trasforma nel seguente

$$\begin{cases} \mathbf{V}_e = \mathbf{V}_u \left(\mathbf{A} + \dfrac{\mathbf{B}}{\mathbf{Z}_u^{(k)}} \right) \\ \mathbf{I}_e = \mathbf{I}_u \, (\mathbf{C}\, \mathbf{Z}_u^{(k)} + \mathbf{D}). \end{cases}$$

La prima di queste dà:

$$\frac{V_e}{V_u} = A + \frac{B}{Z_u^{(k)}} \tag{213-11}$$

e la seconda

$$\frac{I_e}{I_u} = C\, Z_u^{(k)} + D. \tag{213-12}$$

Uguagliando le due espressioni a secondo membro, e risolvendo l'equazione che ne risulta, si trova come condizione perchè tale uguaglianza sia vera:

$$Z_u^{(k)} = \frac{(A - D) \pm \sqrt{(D - A)^2 + 4\, B\, C}}{2\, C}$$

che coincide con la prima delle (213-5) già trovata per altra via, e dimostra che

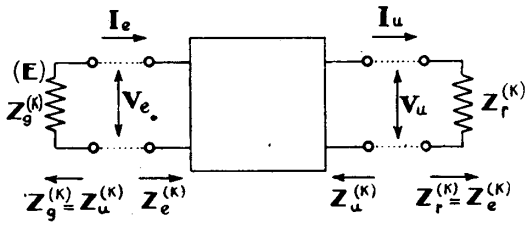


Fig. 542 – Quadripolo terminato sulle impedenze iterative.

chiudendo il quadripolo sulle impedenze iterative, il rapporto delle tensioni all'entrata ed all'uscita, è uguale a quello delle correnti corrispondenti:

$$\frac{V_e}{V_u} = \frac{I_e}{I_u}. \tag{213-13}$$

Anche in questo caso si preferisce riferirsi al logaritmo neperiano di uno di questi due rapporti per caratterizzare il funzionamento del quadripolo su impedenze iterative; posto

$$e^{\Theta_k} = \frac{V_e}{V_u} = \frac{I_e}{I_u}$$

all'espressione

$$\Theta_k = \log_e \frac{V_e}{V_u} = \log_e \frac{I_e}{I_u} = \log_e \left(A + \frac{B}{Z_u^{(k)}} \right) = \log_e (C\, Z_u^{(k)} + D) \tag{213-14}$$

si dà il nome di *esponente iterativo* del quadripolo dato. L'esponente iterativo è legato alle costanti del quadripolo dalle (213-5) e (213-14).

Nel quadripolo simmetrico, per il quale le due impedenze immagine e le due iterative coincidono in un'unica impedenza caratteristica **Z**, si deve, naturalmente, avere un unico *esponente di trasduzione*, come coincidenza delle espressioni (213-10) e (213-14):

— la (213-10) dà:

$$e^{\Theta} = \mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{B}\,\mathbf{C}} = \mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{A}^2 - 1}$$

— e la (213-14), ponendo $\mathbf{Z}_u^{(k)} = \sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}}$:

$$e^{\Theta} = \mathbf{A} + \frac{\mathbf{B}}{\sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}}} = \mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{A}^2 - 1} \qquad (213\text{-}15)$$

Riassumendo, le grandezze che caratterizzano il funzionamento del quadripolo nei due casi tipici di chiusura sono:

— le due impedenze immagini e l'esponente di trasduzione su immagine:

$$\mathbf{Z}_g^{(i)} = \sqrt{\frac{\mathbf{A}\,\mathbf{B}}{\mathbf{C}\,\mathbf{D}}} \quad ; \quad \mathbf{Z}_r^{(i)} = \sqrt{\frac{\mathbf{D}\,\mathbf{B}}{\mathbf{A}\,\mathbf{C}}} \quad ; \quad \Theta_i = \log_e\left(\sqrt{\mathbf{A}\,\mathbf{D}} + \sqrt{\mathbf{B}\,\mathbf{C}}\right)$$

— le due impedenze iterative e l'esponente iterativo:

$$\mathbf{Z}_g^{(k)} = \frac{(\mathbf{A} - \mathbf{D}) \pm \sqrt{(\mathbf{D} - \mathbf{A})^2 + 4\,\mathbf{B}\,\mathbf{C}}}{2\,\mathbf{C}} \quad ; \quad \mathbf{Z}_r^{(k)} = \frac{(\mathbf{D} - \mathbf{A}) \pm \sqrt{(\mathbf{A} - \mathbf{D})^2 + 4\,\mathbf{B}\,\mathbf{C}}}{2\,\mathbf{C}}$$

$$\Theta_k = \log_e\left(\mathbf{A} + \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{Z}_u^{(k)}}\right).$$

Ricordando quanto venne detto a proposito dei quadripoli equivalenti si può, utilizzando i coefficienti delle (211-3) o quelli delle (211-4), dare le espressioni delle costanti immagini o di quelle iterative in funzione delle impedenze del T o del π equivalenti. Non diamo queste espressioni che sono facilmente ricavabili.

Per il quadripolo simmetrico le grandezze caratteristiche si riducono, come abbiamo visto, a due, e cioè l'impedenza caratteristica e l'esponente di trasduzione

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}} \quad ; \quad \Theta = \log_e\left(\mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{A}^2 - 1}\right)$$

anch'esse esprimibili in funzione delle due impedenze del T e del π simmetrici equivalenti in base alle (212-2) ed alle (212-3).

I due casi di chiusura fin qui considerati rientrano nel caso generale — possibile in pratica — in cui l'impedenza del generatore e quella del ricevitore siano qualunque; anche per questo caso è però necessario definire una grandezza che caratterizzi, comunque, lo stato di funzionamento di un quadripolo qualsiasi, quando venga inserito fra generatore e ricevitore. A questa grandezza si dà il nome di *attenuazione di inserzione* e si definisce (fig. 543 *a*) come metà del logaritmo neperiano del rapporto fra il prodotto $\mathbf{V}_u' \cdot \mathbf{I}_u'$ (potenza apparente che verrebbe

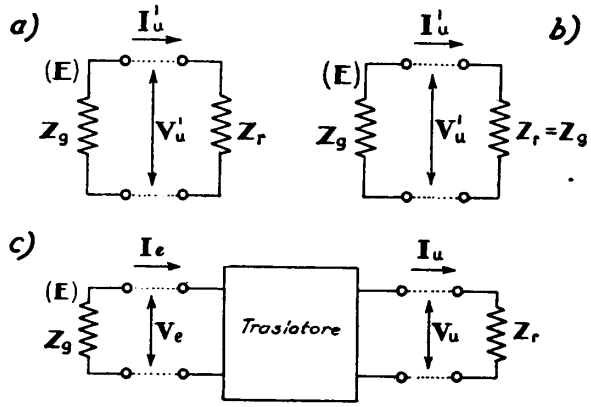


Fig. 543 – Definizione della attenuazione composita.

erogata dal generatore se fosse direttamente collegato al ricevitore) e l'analogo prodotto $\mathbf{V}_u \cdot \mathbf{I}_u$ che si ha ai morsetti di uscita quando il quadripolo è inserito; cioè:

$$\mathfrak{B} = \frac{1}{2} \log_e \frac{\mathbf{V}_u' \, \mathbf{I}_u'}{\mathbf{V}_u \, \mathbf{I}_u} . \qquad (213\text{-}16)$$

Quando le impedenze del generatore e del ricevitore coincidono in ampiezza ed in fase (fig. 543 *b*), o sono adattate l'una all'altra con un traslatore appropriato (fig. 543 *c*), come verrà chiarito più oltre (n° 243) si ha:

$$\mathbf{V}_u' \cdot \mathbf{I}_u' = \mathbf{I}_u'^2 \, \mathbf{Z}_g = \frac{\mathbf{E}^2}{4 \, \mathbf{Z}_g} \qquad \text{e} \qquad \mathbf{V}_u \, \mathbf{I}_u = \mathbf{I}_u^2 \cdot \mathbf{Z}_r$$

e la (213-16) diviene:

$$\mathfrak{B}' = \frac{1}{2} \log_e \frac{\dfrac{\mathbf{E}^2}{4 \, \mathbf{Z}_g}}{\mathbf{I}_u^2 \, \mathbf{Z}_r} = \frac{1}{2} \log_e \frac{\mathbf{E}^2}{4 \, \mathbf{I}_u^2 \, \mathbf{Z}_r^2} = \log_e \frac{\mathbf{E}}{2 \, \mathbf{I}_u \, \mathbf{Z}_r} \qquad (213\text{-}17)$$

grandezza alla quale si dà il nome di *attenuazione composita.*

Quando, infine, l'impedenza del generatore e quella del ricevitore non solo coincidono, ma sono resistenze pure (fase nulla) di 600 ohm, allora l'attenuazione composita prende il nome di *equivalente*. La (213-17) diviene semplicemente

$$q = \log_e \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} = \log_e \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{V}_u}. \qquad (213\text{-}18)$$

214. Catene di quadripoli. — Più quadripoli collegati in serie formano una *catena*. Il funzionamento di una catena di quadripoli, dal punto di vista delle correnti e delle tensioni ai morsetti di collegamento, varia a seconda dell'impedenza che ciascuno presenta all'entrata ed all'uscita. Consideriamo i casi tipici.

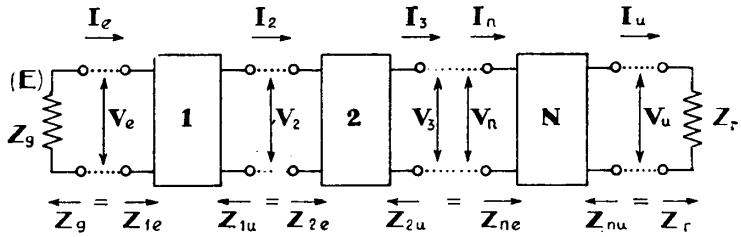


Fig. 544 – Catena di quadripoli chiusi sulle impedenze immagini.

a) *Quadripoli chiusi sulle impedenze immagini.* — In ogni punto di giunzione (fig. 544) l'impedenza verso sinistra è uguale a quella verso destra. Per il primo quadripolo (formula 213-9) si ha:

$$\mathbf{V}_2\,\mathbf{I}_2 = \mathbf{V}_e\,\mathbf{I}_e\,\varepsilon^{-2\Theta_i'}$$

per il secondo

$$\mathbf{V}_3\,\mathbf{I}_3 = \mathbf{V}_2\,\mathbf{I}_2\,\varepsilon^{-2\Theta_i''}$$

e per l'ennesimo

$$\mathbf{V}_u\,\mathbf{I}_u = \mathbf{V}_n\,\mathbf{I}_n\,\varepsilon^{-2\Theta_i^{(n)}}.$$

Sostituendo i valori dell'una nell'altra, si ottiene

$$\mathbf{V}_u\,\mathbf{I}_u = \mathbf{V}_e\,\mathbf{I}_e\,\varepsilon^{-2\left(\Theta_i' + \Theta_i'' + \cdots \Theta_i^{(n)}\right)}$$

dalla quale, passando ai logaritmi

$$\Theta_i' + \Theta_i'' + \ldots \Theta_i^{(n)} = \frac{1}{2}\log_e \frac{\mathbf{V}_e\,\mathbf{I}_e}{\mathbf{V}_u\,\mathbf{I}_u} \qquad (214\text{-}1)$$

cioè: la catena si comporta, rispetto ai primi due morsetti (di entrata) ed agli ultimi due (di uscita) come un quadripolo caratterizzato dall'impedenza di entrata

del primo quadripolo, da quella di uscita dell'ultimo quadripolo (chiusi sulle impedenze immagini del generatore e del ricevitore) e da un esponente di trasduzione (su immagine) pari alla somma degli esponenti dei quadripoli che la compongono.

b) *Quadripoli chiusi sulle impedenze iterative* (fig. 545). — In qualunque coppia di morsetti l'impedenza verso destra ha sempre il medesimo valore, uguale all'impedenza del ricevitore; e così l'impedenza verso sinistra, ha sempre il valore del generatore. Dal punto di vista delle impedenze, perciò, il numero dei quadripoli può essere qualunque, ed anche infinito, perchè il generatore eroga in ogni

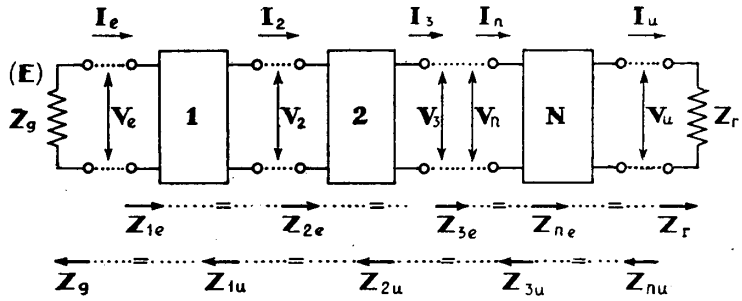


Fig. 545 - Catena di quadripoli chiusi sulla impedenza iterativa.

caso sull'impedenza Z_r. Il nome di impedenza iterativa deriva appunto da questa proprietà. Inoltre si deve avere per ogni quadripolo (213-13):

$$\frac{V_e}{V_u} = \frac{I_e}{I_u} = e^{\Theta_k}.$$

Quindi, per il primo quadripolo

$$V_2 = V_e\, e^{-\Theta_k'} \quad ; \quad I_2 = I_e\, e^{-\Theta_k'}$$

per il secondo

$$V_3 = V_2\, e^{-\Theta_k''} \quad ; \quad I_3 = I_2\, e^{-\Theta_k''}$$

per l'ennesimo

$$V_u = V_n\, e^{-\Theta_k^{(n)}} \quad ; \quad I_u = I_n\, e^{-\Theta_k^{(n)}}$$

Sostituendo i valori dell'una nell'altra, si ha:

$$V_u = V_e\, e^{-(\Theta_k' + \Theta_k'' + \cdots + \Theta_k^{(n)})} \quad ; \quad I_u = I_e\, e^{-(\Theta_k' + \Theta_k'' + \cdots \Theta_k^{(n)})}$$

e passando ai logaritmi

$$\Theta_k' + \Theta_k'' + \ldots \Theta_k^{(n)} = \log_e \frac{V_e}{V_u} = \log_e \frac{I_e}{I_u} \qquad (214\text{-}2)$$

che dice: la catena si comporta nel suo insieme come un solo quadripolo caratterizzato dall'impedenza iterativa di entrata, uguale a quella del ricevitore, dall'impedenza iterativa di uscita, uguale a quella del generatore e da un esponente iterativo di propagazione uguale alla somma degli esponenti dei quadripoli che la compongono.

c) *Quadripoli simmetrici.* — Questo caso gode delle proprietà riunite dei due primi, e pertanto possiamo dire: una catena di quadripoli simmetrici, la cui impedenza caratteristica sia uguale a **Z**, si comporta, rispetto al generatore ed al ricevitore (entrambi di impedenza **Z**) come un solo quadripolo simmetrico, di impedenza caratteristica **Z** e di esponente di trasduzione Θ uguale alla somma $\Theta' + \Theta'' + \ldots \Theta^{(n)}$ degli esponenti di trasduzione dei quadripoli componenti.

d) *Quadripoli simmetrici aventi un'impedenza* **Z**=*600 ohm reale (angolo zero).* — L'esponente di trasduzione Θ coincide per ogni quadripolo con l'equivalente q; la catena, perciò, si comporta rispetto al generatore ed al ricevitore, entrambi di impedenza reale = 600 ohm, come un solo quadripolo di impedenza caratteristica reale 600 ohm ed equivalente $q = q' + q'' + q''' \ldots$, somma degli equivalenti di trasmissione dei singoli quadripoli componenti.

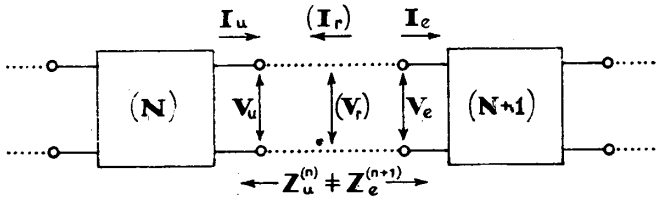


Fig. 546 – Misura della attenuazione di riflessione.

e) *Quadripoli qualsiasi.* — Evidentemente in questo caso la trasmissione varia a seconda delle impedenze che presentano all'entrata ed all'uscita nei punti di giunzione, i singoli quadripoli.

In generale, nel punto di giunzione (fig. 546) i valori della tensione e della corrente risultano alterati (rispetto ai valori che si avrebbero se la chiusura fosse realizzata fra impedenze immagini) tanto maggiormente quanto più le due impedenze $\mathbf{Z}_u^{(n)}$, $\mathbf{Z}_e^{(n+1)}$ differiscono in ampiezza e fase. A questa alterazione, per la somiglianza del fenomeno ottico con quello elettrico, si dà il nome di *riflessione.*

Chiamiamo in generale $\mathbf{V}_u$, $\mathbf{I}_u$ le due grandezze che si avrebbero all'uscita del quadripolo di sinistra se $\mathbf{Z}_u^{(n)}$ fosse uguale a $\mathbf{Z}_e^{(n+1)}$ (chiusura su immagini); $\mathbf{V}_e$, $\mathbf{I}_e$ le due grandezze all'entrata del quadripolo di destra nella stessa ipotesi. Poichè invece $\mathbf{Z}_e \neq \mathbf{Z}_u$, si deve anche avere

$$\mathbf{V}_u \neq \mathbf{V}_e \qquad \mathbf{I}_u \neq \mathbf{I}_e.$$

In effetti quando si realizza la giunzione, cioè la continuità elettrica del circuito, la corrente e la tensione che si stabiliscono non possono avere che un ben

determinato valore (perchè non è pensabile un salto brusco della loro grandezza) e tale valore è rispettivamente $\mathbf{V}_e$ ed $\mathbf{I}_e$.

Avviene, cioè, come se, nel punto di giunzione, e per effetto del salto di impedenza, alla $\mathbf{V}_u$ (tensione incidente) si sommasse una tensione di riflessione $\mathbf{V}_r$ di valore tale da produrre una tensione risultante $\mathbf{V}_e$; e, similmente, alla $\mathbf{I}_u$ (corrente incidente) si sommasse una corrente di riflessione $-\mathbf{I}_r$ (di segno contrario perchè tendente a ridurre $\mathbf{I}_u$), in modo da dare come risultante $\mathbf{I}_e$.

Si avrà perciò, come espressione della continuità elettrica

$$\begin{cases} \mathbf{V}_u + \mathbf{V}_r = \mathbf{V}_e \\ \mathbf{I}_u - \mathbf{I}_r = \mathbf{I}_e \end{cases} \tag{214-3}$$

con $\dfrac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u} = \mathbf{Z}_u$, impedenza verso sinistra;

e $\dfrac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e} = \mathbf{Z}_e$, impedenza verso destra.

Si noti anche che deve essere necessariamente

$$\frac{\mathbf{V}_r}{\mathbf{I}_r} = \frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u} = \mathbf{Z}_u \tag{214-4}$$

perchè la tensione di riflessione, applicata alla $\mathbf{Z}_u$, dà luogo alla corrente $\mathbf{I}_r$.

Dividendo membro à membro le (214-3) si ha:

$$\mathbf{Z}_e = \frac{\mathbf{V}_u + \mathbf{V}_r}{\mathbf{I}_u - \mathbf{I}_r}$$

che combinata con la (214-4) dà:

$$\frac{\mathbf{Z}_e - \mathbf{Z}_u}{\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_u} = \frac{(\mathbf{V}_u + \mathbf{V}_r)\,\mathbf{I}_r - (\mathbf{I}_u - \mathbf{I}_r)\,\mathbf{V}_r}{(\mathbf{V}_u + \mathbf{V}_r)\,\mathbf{I}_r + (\mathbf{I}_u - \mathbf{I}_r)\,\mathbf{V}_r} = \frac{\mathbf{V}_r}{\mathbf{V}_u} = \frac{\mathbf{I}_r}{\mathbf{I}_u}. \tag{214-5}$$

Analogamente si trova:

$$1 - \frac{\mathbf{Z}_e - \mathbf{Z}_u}{\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_u} = \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} \quad \text{ed} \quad 1 + \frac{\mathbf{Z}_e - \mathbf{Z}_u}{\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_u} = \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{V}_u}. \tag{214-6}$$

La (214-5) ci indica in quale rapporto la tensione e la corrente di riflessione stanno rispetto alla tensione e corrente che si dovrebbero avere all'uscita del quadripolo di sinistra se fosse chiuso su immagine; alla grandezza di tale rapporto,

$$p = \frac{\mathbf{Z}_e - \mathbf{Z}_u}{\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_u} \tag{214-7}$$

si dà il nome di *coefficiente di riflessione*. Il coefficiente di riflessione è = 0 per $\mathbf{Z}_e = \mathbf{Z}_u$ ed in questo caso le (214-6) dicono che $\mathbf{I}_e = \mathbf{I}_u$ e $\mathbf{V}_e = \mathbf{V}_u$, cioè non si ha riflessione; cresce col crescere della differenza fra $\mathbf{Z}_e$ e $\mathbf{Z}_u$.

Se $\mathbf{Z}_e > \mathbf{Z}_u$, p è positivo; allora $\mathbf{I}_u > \mathbf{I}_e$ e $\mathbf{V}_u < \mathbf{V}_e$: per effetto della riflessione si ha alla giunzione diminuzione della corrente ed aumento di tensione.

Inversamente, se $\mathbf{Z}_e < \mathbf{Z}_u$, p è negativo e $\mathbf{I}_u < \mathbf{I}_e$; $\mathbf{V}_u > \mathbf{V}_e$: la riflessione dà luogo ad aumento della corrente ed a diminuzione della tensione.

Naturalmente la potenza apparente « totale » che attraversa i due quadripoli è uguale, cioè:

$$\mathbf{V}_e \cdot \mathbf{I}_e = (\mathbf{V}_u + \mathbf{V}_r)(\mathbf{I}_u - \mathbf{I}_r) = \mathbf{V}_u \mathbf{I}_u - \mathbf{V}_r \mathbf{I}_r;$$

al secondo membro, infatti, compare l'insieme della potenza incidente $\mathbf{V}_u \cdot \mathbf{I}_u$ e di quella riflessa $\mathbf{V}_r \cdot \mathbf{I}_r$.

Dal punto di vista della trasmissione, l'effetto di riflessione è tanto più dannoso quanto più grande è la potenza riflessa rispetto a quella incidente. Il loro rapporto, poichè dalla (214-5) si ha:

$$\frac{\mathbf{V}_r \cdot \mathbf{I}_r}{\mathbf{V}_u \cdot \mathbf{I}_u} = p^2$$

è uguale al quadrato del coefficiente di riflessione; mentre dal prodotto delle (214-6) si ricava

$$\frac{\mathbf{V}_e \mathbf{I}_e}{\mathbf{V}_u \mathbf{I}_u} = 1 - p^2 = \frac{4\, \mathbf{Z}_e \mathbf{Z}_u}{(\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_u)^2} \tag{214-8}$$

la quale dà il rapporto fra la potenza apparente trasmessa al 2° quadripolo e la potenza apparente incidente.

Ripetiamo per maggiore chiarezza, che quando si dice potenza apparente *incidente* si intende quella che si avrebbe nelle condizioni di chiusura su immagine; la potenza che fluisce è la risultante di questa e della potenza riflessa e, in definitiva, è uguale nei due quadripoli. La realtà fisica rilevabile all'esterno è che la potenza trasmessa, per una certa tensione impressa ai morsetti di entrata della catena, è tanto minore quanto più rilevante è la riflessione nelle giunzioni fra i quadripoli.

Si chiama *attenuazione di riflessione* la grandezza

$$\Theta_r = \frac{1}{2} \log_e \frac{\mathbf{V}_u \mathbf{I}_u}{\mathbf{V}_e \mathbf{I}_e} = \log_e \frac{\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_u}{2\sqrt{\mathbf{Z}_e \mathbf{Z}_u}} \tag{214-9}$$

la quale risulta più conveniente della (214-8), poichè (analogamente a quanto si è visto per l'esponente di trasduzione e per quello iterativo) nelle catene di quadripoli si possono sommare le successive attenuazioni di riflessione alle giunzioni fra i quadripoli componenti, per ottenere l'attenuazione di riflessione complessiva

fra l'entrata e l'uscita. Si avrà alla prima giunzione (fra il 1° ed il 2° quadripolo):

$$V_e'' \, I_e'' = V_u' \, I_u' \, e^{-2\Theta_r'}$$

alla 2ª:

$$V_e''' \, I_e''' = V_u'' \, I_u'' \, e^{-2\Theta_r''}$$

ed alla n^{ma}

$$V_e^{(n+1)} \, I_e^{(n+1)} = V_u^{(n)} \, I_u^{(n)} \, e^{-2\Theta_r^{(n)}}$$

e, posto che per ogni quadripolo sia $V_e \, I_e = V_u \, I_u$ (il che può farsi qui perchè non ci interessa la riduzione della potenza che si ha in seno ad ogni singolo quadripolo):

$$V_e^{(n+1)} \, I_e^{(n+1)} = V_u' \, I_u' \, e^{-2(\Theta_r' + \Theta_r'' + \ldots \Theta_r^{(n)})}$$

cioè:

$$\Theta_r' + \Theta_r'' + \ldots \Theta_r^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \frac{V_u' \, I_u'}{V_e^{(n+1)} \, I_e^{(n+1)}} \qquad (214\text{-}10)$$

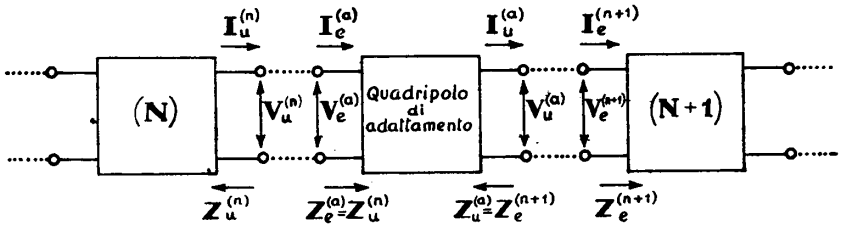


Fig. 547 – Adattamento di impedenza.

f) *Adattamento delle impedenze fra quadripoli.* — Data una catena di quadripoli qualsiasi, del tipo considerato qui sopra, si può immaginare di inserire, nei punti di giunzione, tanti quadripoli di *adattamento*, costituiti in modo da presentare all'entrata ed all'uscita le impedenze immagini di quelle a cui vengono collegati.

In altre parole, la giunzione fra l'n^{mo} quadripolo e l'$(n + 1)^{mo}$ anzichè direttamente come in fig. 546 può venire realizzata come in fig. 547. La catena così costituita di $(n + 1) + n = 2\,n + 1$ quadripoli, risulta chiusa sulle impedenze immagini e, quindi, priva di riflessione.

Il quadripolo di adattamento deve avere la proprietà di *trasformare* l'impedenza di uscita di un quadripolo nella impedenza di entrata del quadripolo successivo, sia in ampiezza che in fase. Inoltre non deve (almeno teoricamente) assorbire potenza (il che darebbe luogo ad una perdita agli effetti della trasmissione); il suo esponente di trasduzione su immagine deve pertanto essere uguale a zero. Ad un siffatto quadripolo si dà il nome di *traslatore perfetto.*

Più oltre (n° 243) tratteremo in dettaglio il caso, per noi particolarmente importante, di adattamento fra le impedenze di elementi di un sistema telefonico, per esempio di due tratti di linea nel punto di connessione.

III. Studio delle linee omogenee.

215. Rappresentazione di una linea omogenea bifilare. — Come la luce giunge all'occhio con caratteristiche dipendenti tanto dalla sorgente che l'ha emessa quanto dai mezzi più o meno trasparenti che ha dovuto attraversare, per cui l'effetto finale sull'occhio dipende in pari tempo e dalla sorgente e dal mezzo, così i fenomeni elettrici della trasmissione lungo i fili telefonici sono influenzati dalla linea; pertanto è indispensabile, dato un circuito, di conoscerne le « caratteristiche » elettriche, note le quali potremo stabilire le modalità della propagazione.

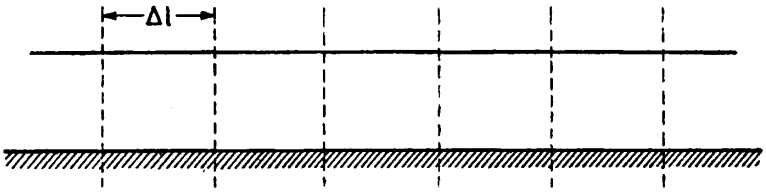


Fig. 548 – Conduttore indefinitamente lungo.

Prendiamo uno dei due fili (che immaginiamo identici tanto per il materiale quanto per le dimensioni e la disposizione rispetto alla terra) e dividiamolo idealmente (fig. 548) in tanti tronchi di lunghezza determinata Δl; ogni tronco, per sua natura, presenta le seguenti caratteristiche, riscontrabili e misurabili con adatti strumenti:

a) *resistenza ohmica*, dipendente dalla resistività del materiale e dalle dimensioni geometriche trasversali (sezione del filo);

b) *induttanza*, dipendente dalle caratteristiche magnetiche del dielettrico che circonda il filo (generalmente aria, carta, carta impregnata d'olio, gomma, ecc.) e, se il filo è di ferro od altro metallo con proprietà ferromagnetiche, da quelle del filo stesso, nonchè dalle dimensioni geometriche: diametro e distanza dal terreno;

c) *capacità*, dipendente dalle caratteristiche dielettriche del mezzo circostante, nonchè dalle dimensioni geometriche, come per l'induttanza;

d) *disperdenza*, dipendente dal grado di isolamento realizzato dal dielettrico e dalle altre particolarità di costruzione.

Se Δl è uguale all'unità di lunghezza (per es. 1 km) le quattro caratteristiche di cui sopra *R-L-C-G* assumono un determinato valore per ogni tipo di conduttore, e si chiamano *costanti primarie* di esso. Bisogna, naturalmente, intendersi sulla relatività del termine « costanti ». Si chiamano così perchè in prima approssimazione esse risultano indipendenti dalla principale variabile, che è la frequenza.

Variano invece, ed anche notevolmente, con la temperatura, il grado di umidità, ecc.

Le costanti primarie riassumono, dunque, le caratteristiche elettriche della linea. Date le costanti primarie, ogni conduttore di un circuito è determinato sotto l'aspetto della trasmissione telefonica.

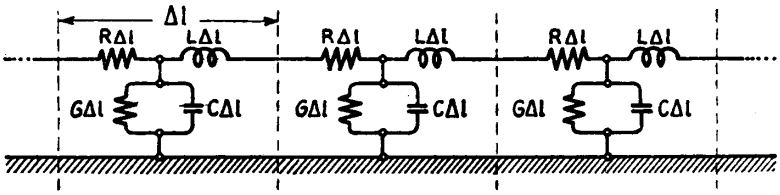


Fig. 549 – Circuito equivalente ad un conduttore indefinitamente lungo.

È ovvio, per la supposta uniformità del filo, che qualunque sia la lunghezza stabilita per Δl, a tale lunghezza corrispondono valori determinati di *R-L-C-G*, piccoli o grandi, ma ben definiti. Sempre che la disposizione e costituzione del filo si mantengano uguali lungo il circuito che si considera, non esiste alcun punto in cui si possa riscontrare una particolare predominanza, rispetto ad altri punti, od una discontinuità, dell'una o dell'altra costante primaria. Si dice perciò che la linea è a costanti *distribuite* ed i circuiti telefonici ordinari — che qui consideriamo — sono sempre linee a costanti uniformemente distribuite (1).

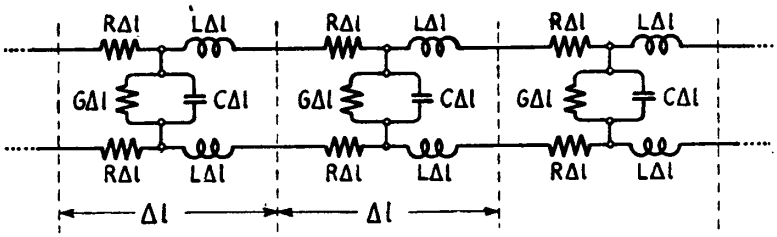


Fig. 550 – Circuito equivalente ad una linea bifilare indefinitamente lunga.

Ciò vuol dire che qualunque sia il tratto considerato, i valori chilometrici di *R-L-C-G* sono sempre gli stessi.

Per comodità di calcolo, tuttavia, possiamo dividere i circuiti in tronchi, piccoli a volontà, nel punto medio di ciascuno dei quali consideriamo applicati i valori delle costanti relative all'intero tronco.

---

(1) Ciò vale soprattutto per i circuiti di un cavo. Per quelli di una linea aerea, la *G* ha invero un carattere di discontinuità, poichè è concentrata, per la massima parte, in corrispondenza degli isolatori. Rispetto alla lunghezza della linea, però, la distanza fra due appoggi è così piccola, che anche la *G* può considerarsi uniformemente distribuita.

Anzichè come in fig. 548 un filo della linea verrà rappresentato, perciò, come in fig. 549. I tratti di collegamento fra i vari elementi *R-L-C-G* devono essere, naturalmente, pensati come conduttori sprovvisti di caratteristiche elettriche.

Per la supposta perfetta simmetria dei due fili di ogni circuito, lo schema di una linea bifilare risulta dalla composizione di due schemi identici a quello della fig. 549. Si avranno, per ognuno dei tronchi considerati, una *R* ed una *L* in serie

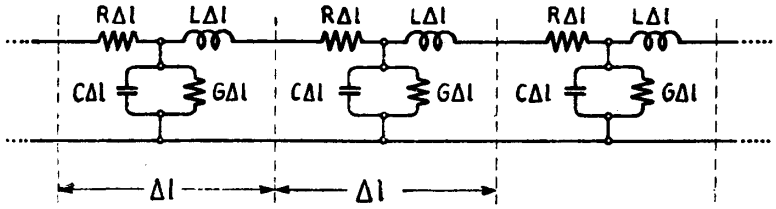


Fig. 551 – Circuito semplificato equivalente al precedente.

su ciascuno dei fili, ed una *G* ed una *C* in derivazione tra essi. Risulta lo schema della fig. 550, che può essere ulteriormente semplificato conglobando in una sola le due resistenze e le due induttanze in serie di ciascun tronco (fig. 551).

216. Costanti primarie. — Diamo alcuni dati per la determinazione pratica di *R-L-C-G*.

a) *Resistenza.* — La *resistenza ohmica* (resistenza in corrente continua) è data da:

$$R = \rho \text{ (resistività)} \times \frac{l \text{ (lunghezza)}}{S \text{ (sezione)}} \qquad (216\text{-}1)$$

l ed S nella stessa unità (mm e mm², per es.). In pratica, però, si preferisce dare l in km ed S in mm², e quindi ρ è la resistenza di 1 km di filo della sezione di 1 mm².

Sono comode le seguenti formule:

Bronzo telefonico (linee aeree)

$$R_\Omega = \frac{29{,}2}{S} \cdot l = \frac{37{,}2}{d^2} \cdot l \text{ (} S \text{ in mm}^2\text{; } d \text{ in mm; } l \text{ in km) a } 20^\circ\text{C.} \qquad (216\text{-}2)$$

Rame elettrolitico

$$R_\Omega = \frac{17{,}2}{S} \cdot l = \frac{21{,}9}{d^2} \cdot l \text{ (} S \text{ in mm}^2\text{; } d \text{ in mm; } l \text{ in km) a } 20^\circ\text{C.} \qquad (216\text{-}3)$$

La *resistenza effettiva* è maggiore di quella ohmica, e dipende dalla frequenza della corrente (a causa dello « skin effect », delle correnti di Foucault e dell'i-

steresi) [1]. La frequenza di riferimento per le correnti telefoniche ordinarie è di 800 Hz. A questa frequenza non si commette errore sensibile assumendo per R il valore ohmico.

Per le frequenze più elevate, la corrente si addensa verso l'esterno della sezione del conduttore. Di tale fenomeno si tiene conto mediante un parametro (da taluni denominato «concentrazione») che, per il rame è dato all'incirca da

$$x = 0{,}235\, d \sqrt{f} \quad (d \text{ in mm; } f \text{ in kiloHertz}). \tag{216-4}$$

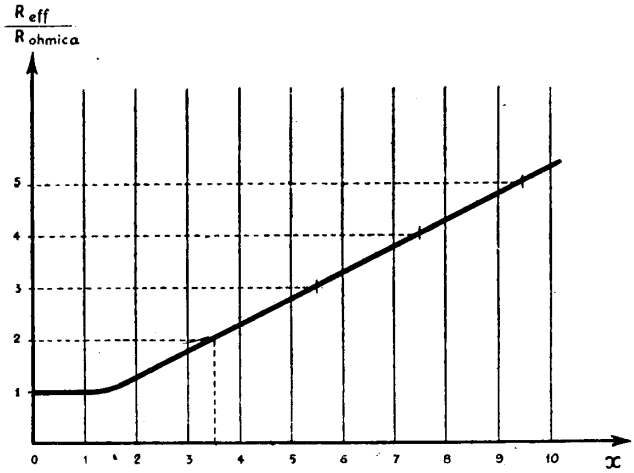


Fig. 552 – Aumento della resistenza di un conduttore di bronzo o rame in funzione della concentrazione.

Data la concentrazione, si trova il valore dell'aumento di resistenza con il grafico riportato in fig. 552.

Per es., a 25 kHz la x in un conduttore aereo da mm 3 è uguale a

$$x = 0{,}235 \cdot 3 \cdot \sqrt{25} = 3{,}53$$

valore per il quale la resistenza è circa il doppio, cioè $2 \times 4{,}2 = 8{,}4$ ohm/km.

Ed ecco alcuni valori della resistenza ohmica a 20°C per diversi diametri di conduttori in cavo:

0,6 mm	$R = 61$ Ω/km
0,9 »	$R = 27$ »
1,1 »	$R = 18{,}1$ »
1,3 »	$R = 13$ »

[1] Per cui il nome di *costante* perde, alle frequenze più elevate, ogni rapporto con la realtà, a meno che non ci si riferisca ad una ben determinata frequenza.

Per le R dei vari tipi di conduttori per linee aeree vedansi le tabelle annesse al n° 155.

Infine, con la temperatura ambiente la resistenza ohmica del rame varia con la nota formula:

$$R_{t^0} = R_{20^0}\left[1 + 0{,}0039\,(t^0 - 20^0)\right].$$

b) *Induttanza.* — L'induttanza è il rapporto fra il flusso prodotto dalla corrente che percorre una spira chiusa e la corrente stessa, ed è un'espressione delle dimensioni geometriche della spira e delle caratteristiche magnetiche del mezzo che il flusso traversa. Nella formula che dà l'induttanza della nostra spira (costituita da due fili paralleli chiusi alle due estremità) devono quindi comparire la distanza fra i fili, il diametro di essi, ed il valore della permeabilità magnetica μ del mezzo isolante. Nell'aria e nei comuni isolanti si ha $\mu = 1$, e l'induttanza è data da:

$$L_{\mathrm{H/km}} = \left(1 + 9{,}21 \log_{10} \frac{2\,D}{d}\right) 10^{-4} = \left(1 + 4 \log_e \frac{2\,D}{d}\right) 10^{-4} \qquad (216\text{-}5)$$

(con D = distanza fra i due fili, e d = diametro di ciascun filo, espressi nella stessa unità).

Per un circuito aereo in bronzo da 3 mm, con i due fili posti agli estremi in diagonale di un quadrato avente il lato di cm 30 (armamento normale) si trova $L = 2{,}35$ mH/km. Per il bronzo da 2 mm si ha $L = 2{,}5$ mH/km. Per i due fili di una coppia in cavo distanziati di circa 2 mm fra loro, L risulta = 0,6 mH/km (il diametro influisce poco).

c) *Capacità.* — La capacità rispetto alla terra di un conduttore isolato sul quale sia presente una certa quantità di elettricità o carica q, è data dal rapporto fra q e E (potenziale che il conduttore assume rispetto alla terra)

$$C_t = \frac{q}{E}. \qquad (216\text{-}6)$$

La capacità fra due conduttori, ciascuno sede di una carica q (di segno contrario per la legge che regola l'induzione elettrostatica), isolati e presentanti una differenza di potenziale V fra di loro, è data da:

$$C_e = \frac{q}{V}. \qquad (216\text{-}7)$$

Questa capacità è la cosiddetta *capacità diretta.*

La capacità, come l'induttanza, è funzione delle dimensioni dei conduttori e della distanza reciproca; è inoltre funzione delle distanze dei due fili dalla terra. Si ha:

$$C_t = \frac{\varepsilon}{18 \log_e \dfrac{2\,h}{r}} \ \mu\mathrm{F/km} \qquad (216\text{-}8)$$

$$C_e = \frac{\varepsilon}{36 \log_e \frac{D}{r}} \quad \mu F/km \tag{216-9}$$

dove:

ε = costante dielettrica dell'isolante;
r = raggio dei conduttori;
h = distanza da terra di ciascuno di essi, nella stessa unità;
D = distanza fra i fili, nella stessa unità.

La ε (costante dielettrica relativa, ottenuta facendo il rapporto fra la ε nel vuoto o nell'aria e la ε di un determinato materiale) assume i seguenti valori pratici:

aria ..... $\varepsilon = 1$
carta..... $\varepsilon = 1{,}5 \sim 1{,}7$
seta..... $\varepsilon = 1{,}6$
carta impregnata.... $\varepsilon = 3 \sim 4$
gomma ..... $\varepsilon = 2 \sim 3{,}5$ (a seconda delle sostanze aggiunte alla para)
gutta ..... $\varepsilon = 3 \sim 5$

In realtà, per un circuito bifilare che corre vicino al suolo (sia esso aereo od in cavo), sono da considerarsi simultaneamente tanto la capacità verso terra che quella fra i fili. Rappresentando convenzionalmente la terra con un cerchio intorno ai conduttori, lo schema delle capacità che si riscontrano è allora quello della fig. 553.

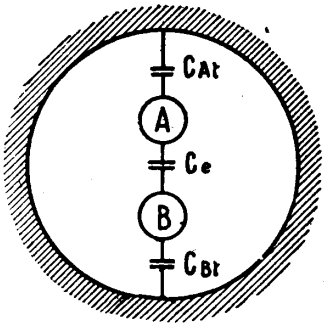


Fig. 553 – Capacità in una coppia.

La *capacità fra A e B* è, di conseguenza, la risultante delle tre capacità presenti.

Per andare da A a B si possono percorrere due diverse vie di ammettenza: quella *diretta*, attraverso la capacità C_e; quella *indiretta*, che passa per C_{At} e C_{Bt}, in serie fra di loro attraverso la terra comune; per cui;

$$C = C_e + \frac{C_{At} \cdot C_{Bt}}{C_{At} + C_{Bt}}$$

e infine, essendo in pratica $C_{At} \simeq C_{Bt} = C_t$

$$C = C_e + \frac{C_t}{2}. \tag{216-10}$$

La capacità C si chiama *capacità mutua* del circuito. È quella che può venire misurata fra i due fili di una coppia quando tutti gli altri fili sono collegati insieme ed alla terra.

Lo schema delle capacità parziali di una bicoppia è invece quello della fig. 554.

Anche in questo caso la capacità mutua fra i due fili di una coppia (tra A e B o tra C e D) è la risultante di quelle parziali. Quando, come abbiamo supposto nello schema, per la speciale conformazione della bicoppia nel cavo o nella linea, sia assicurata l'uniformità delle caratteristiche, allora tutte le C_t hanno un valore uguale t, tutte le C_e' (secondo le diagonali) un valore y, e tutte le C_e'' (secondo i lati del quadrato) un terzo valore x. In questo caso si ha (come è facile verificare)

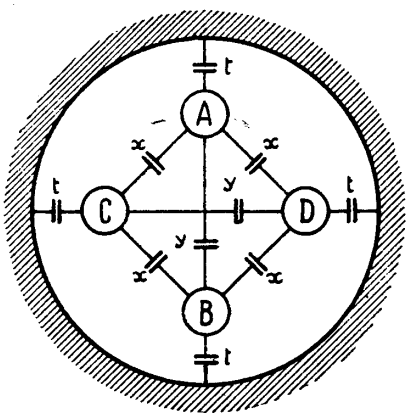


Fig. 554 – Capacità in una bicoppia.

$$C_{AB} = C_{CD} = x + y + \frac{t}{2}. \qquad (216\text{-}11)$$

Se invece i fili A e B sono presi insieme, come un solo conduttore e così C, D (ciò che si fa nel circuito virtuale) la capacità mutua del circuito virtuale risulta data da:

$$C_v = 4\,x + t. \qquad (216\text{-}12)$$

Ripetiamo che le misure di capacità tra fili di un circuito dànno non già le capacità parziali ma — per la presenza degli altri conduttori e della terra — le capacità mutue.

Per dare un'idea dell'influenza degli altri conduttori e della terra sul valore della capacità mutua, riportiamo il valore percentuale medio delle capacità parziali rispetto a quella mutua presa come unità.

Circuito reale di una bicoppia D. M.:

$C_{AB} = C_{CD}$ = capacità mutua di una delle coppie = 1;
x = capacità parziale tra un filo e quelli dell'altra coppia = 0,17;
y = capacità parziale o capacità diretta fra i due fili di una coppia = 0,37;
t = capacità parziale verso la terra di ognuno dei conduttori = 0,92.

Circuito virtuale della medesima bicoppia:

C_v = capacità mutua dei fili A e B presi assieme, rispetto ai fili C e D, anch'essi presi assieme = 1,60.

Circuito reale di una bicoppia a stella:

$C_{AB} = C_{CD} = 1$; $x = 0{,}43$; $y = 0{,}09$; $t = 0{,}97$.

Circuito virtuale della medesima bicoppia:

$C_v = 2{,}68$;

(i valori dati verificano le (216-11) e (216-12)).

Una notevole considerazione va fatta sui numeri qui riportati: a parità di diametro dei conduttori le capacità mutue del circuito virtuale nella bicoppia a stella ed in quella D. M. risultano notevolmente diverse. In altri termini, se con determinate modalità di fabbricazione si fa in modo che le capacità mutue dei circuiti reali risultino uguali tanto nella bicoppia D. M. che in quella a stella, i rispettivi virtuali presentano una capacità mutua che per il primo tipo è 1,6 volte la capacità mutua dei circuiti reali, e per il secondo tipo 2,68 volte tale valore. Ciò è conseguenza della maggiore prossimità dei quattro fili nella cordatura a stella, donde un minore diametro dei cavi così costituiti. Vedremo l'influenza che questo fatto ha sulla trasmissione, nei due casi.

La formula (216-9) dopo le precedenti considerazioni appare insufficiente a determinare la costante primaria C che a noi interessa, cioè la capacità mutua.

Per calcolare questa, nel caso di un circuito reale in cavo può servire la seguente formula pratica

$$C_r = \frac{\varepsilon}{36 \log_e \alpha \dfrac{D}{d}} \quad \mu\text{F/km} \tag{216-13}$$

dove:

ε = costante dielettrica (che si può assumere uguale ad 1 nell'aria, e ad 1,6 per i cavi isolati in carta ed aria secca);

D e d = rispettivamente distanza fra i conduttori e diametro di essi (nella stessa unità);

α = fattore di cordatura pari a:

0,94 per i cavi a coppie;
0,75 per i cavi a stella;
0,65 per i cavi a bicoppie D. M.

Capacità dei circuiti aerei: con conduttori in bronzo da 3 mm, posti in quadrato con cm 30 di lato, si ha

$$C_r = 6 \text{ m}\mu\text{F/km} \qquad C_v = 2{,}3 \times C_r = 13{,}8 \text{ m}\mu\text{F/km}.$$

Capacità dei circuiti in cavo: qualunque sia il tipo di cordatura ed il diametro, la capacità C_r del circuito reale è stabilita per capitolato nei cavi interurbani pari a 38,5 mμF/km.

Risulta per il virtuale un valore di 62,5 mμF/km nei cavi D. M., e di 105 mμF/km nei cavi a stella.

Per le coppie in cavo urbano la capacità non supera normalmente i 50 mμF/km.

d) *Disperdenza.* — Non si può dare una formula pratica per il calcolo della disperdenza; essa nei cavi è, se l'isolamento è buono (superiore a 10.000 MΩ/km) così piccola che si considera uguale a zero. Il suo ordine di grandezza è infatti di 10^{-10} mho/km

Le linee aeree, anche le meglio costruite, presentano resistenza di isolamento variabile con le condizioni meteorologiche, che influiscono sullo stato superficiale degli isolatori. Una buona linea presenta un isolamento minimo di *1 MΩ/km;* ne risulta una disperdenza di 10^{-6} mho/km (1 μmho/km).

Anche la disperdenza, come la resistenza, cresce con le frequenze trasmesse secondo la formula:

$$G = A + B\,\omega \qquad (\omega = 2\,\pi\,f).$$

Alle frequenze telefoniche ordinarie, non si commette errore sensibile, però, col trascurare il fattore dipendente dalla frequenza. Il valore delle costanti A e B, variabile con il tipo di linea, può essere determinato in base a misure dirette.

217. Leggi della propagazione. — Dopo quanto è stato detto al n° 210 e seguenti non riuscirà difficile vedere, nella raffigurazione schematica della linea omogenea indefinita della fig. 551, una catena costituita da quadripoli a T di lunghezza $\Delta\,l$, tutti uguali fra di loro.

Dato poi che sia R che L sono distribuite omogeneamente, i quadripoli possono considerarsi simmetrici, con l'impedenza $\mathbf{Z}_1$ del braccio orizzontale uguale ad $(R + j\,\omega\,L)$ e l'impedenza $\mathbf{Z}_2$ del braccio verticale uguale a $\dfrac{1}{(G + j\,\omega\,C)}$.

Lo studio della trasmissione lungo questa speciale catena riesce particolarmente facile se ci si riferisce, in un primo momento, ad una linea infinitamente prolungata verso la destra, che chiameremo brevemente *linea infinita.* In questo caso, se $\mathbf{Z}$ è l'impedenza caratteristica di ciascun quadripolo elementare, l'impedenza ai morsetti di entrata del 1° (che sono i morsetti di entrata della linea) rimane invariata se si taglia la linea a distanza l dall'origine e si connettono i morsetti di uscita ad una impedenza uguale a $\mathbf{Z}$. Riducendo la lunghezza l a quella $\Delta\,l$, piccola quanto si voglia, in luogo della linea omogenea potremo studiare, allora, ciò che avviene nel quadripolo elementare della fig. 555, quando ad esso è applicata la tensione $\mathbf{V}_1$ di pulsazione $\omega = 2\,\pi\,f$.

Componendo le impedenze dei due rami in parallelo si ha

$$\frac{\mathbf{Z}_2\,(^1/_2\,\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z})}{\mathbf{Z}_2 + {}^1/_2\,\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}},$$

espressione alla quale dobbiamo sommare $^1/_2\,\mathbf{Z}_1$ per ottenere l'impedenza complessiva

$$^1/_2\,\mathbf{Z}_1 + \frac{\mathbf{Z}_2\,(^1/_2\,\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z})}{\mathbf{Z}_2 + {}^1/_2\,\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}}.$$

Perciò

$$\mathbf{V}_1 = \mathbf{I}_1 \left[\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \frac{\mathbf{Z}_2 \left(\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z} \right)}{\mathbf{Z}_2 + \frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z}} \right]$$

od anche

$$\frac{\mathbf{V}_1}{\mathbf{I}_1} = \frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \frac{\mathbf{Z}_2 \left(\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z} \right)}{\mathbf{Z}_2 + \frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z}} = \mathbf{Z}. \qquad (217\text{-}1)$$

Risolvendo rispetto a $\mathbf{Z}$ si ha:

$$\mathbf{Z}^2 = \mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 + \frac{\mathbf{Z}_1^2}{4},$$

formula in tutto identica alla (213-6), quando in essa si siano sostituiti i valori

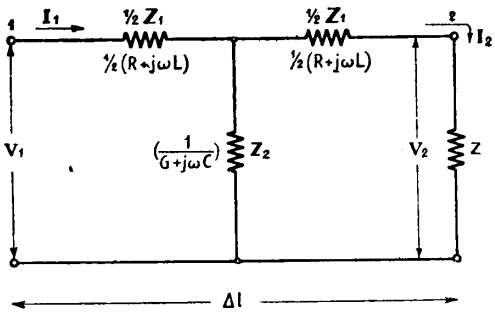


Fig. 555 – Quadripolo equivalente ad una linea omogenea.

di $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ dati dalle (212-2). Introducendo al posto di $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ le espressioni in funzione delle costanti primarie, si ha

$$\mathbf{Z}^2 = \frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C} + \frac{(R + j\,\omega\,L)^2}{4} (\Delta\,l)^2.$$

In questa espressione il primo termine è indipendente dall'ampiezza dell'intervallo $\Delta\,l$; il secondo, invece, essendo $\Delta\,l$ per ipotesi piccolo a volontà, è senz'altro trascurabile, perchè proporzionale a $(\Delta\,l)^2$.

Resta

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{V}_1}{\mathbf{I}_1} = \frac{\mathbf{V}_2}{\mathbf{I}_2} = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}. \qquad (217\text{-}2)$$

La $\mathbf{Z}$, *impedenza caratteristica* della linea, e funzione delle quattro costanti primarie, è una delle *costanti secondarie* che caratterizzano la trasmissione.

Osserviamo ancora lo schema della fig. 555.

Poichè $\mathbf{I}_2$ percorre l'impedenza $(^1/_2\,\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z})$, la caduta di potenziale fra le estremità di questa impedenza è:

$$\mathbf{I}_2\left(\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z}\right);$$

la medesima caduta si deve avere ai capi di $\mathbf{Z}_2$, per cui la corrente in questo ramo risulta

$$\frac{\mathbf{I}_2\left(\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z}\right)}{\mathbf{Z}_2};$$

da cui la corrente complessiva $\mathbf{I}_1$ (somma di quella nei due rami):

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{I}_2 + \mathbf{I}_2\left(\frac{\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z}}{\mathbf{Z}_2}\right) = \mathbf{I}_2\left(1 + \frac{\frac{\mathbf{Z}_1}{2} + \mathbf{Z}}{\mathbf{Z}_2}\right)$$

Sostituendo i valori di $\mathbf{Z}_1$, $\mathbf{Z}_2$ e $\mathbf{Z}$:

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{I}_2\left[1 + \frac{\frac{1}{2}(R + j\,\omega\,L)\Delta\,l + \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}}{\frac{1}{(G + j\,\omega\,C)\Delta\,l}}\right]$$

od anche, considerando il rapporto delle correnti:

$$\frac{\mathbf{I}_1}{\mathbf{I}_2} = 1 + \left[\frac{(R + j\,\omega\,L)\Delta\,l}{2} + \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}\right](G + j\,\omega\,C)\Delta\,l$$

$$= 1 + \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}\cdot\Delta\,l + \frac{1}{2}(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)\cdot(\Delta\,l)^2.$$

Se poniamo

$$\gamma = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}, \tag{217-3}$$

la formola diviene:

$$\frac{\mathbf{I}_1}{\mathbf{I}_2} = 1 + \gamma\Delta\,l + \frac{1}{2}\gamma^2\,(\Delta\,l)^2 \tag{217-4}$$

e nel secondo membro riconosciamo i primi tre termini dello sviluppo in serie della funzione $e^{\gamma \Delta l}$.

Ricordiamo infatti che

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

(e = base dei logaritmi neperiani = 2,71828....).

I calcoli ci hanno portato nella (217-4) a tre soli termini, perchè tale è il grado di approssimazione dell'ipotesi semplificativa iniziale: concentrazione delle costanti primarie nel centro di ogni elemento Δl; chè, se avessimo fatto l'ipotesi di concentrare le costanti in due, tre ... più punti equidistanti nell'interno di Δl, alla maggiore ripartizione — sempre più vicina alla reale distribuzione *uniforme* delle costanti primarie — avrebbe corrisposto un più alto grado di approssimazione e, per conseguenza, un numero maggiore di termini nella formola (217-4).

In conclusione siamo autorizzati a scrivere

$$\frac{\mathbf{I}_1}{\mathbf{I}_2} = e^{\gamma \Delta l} \tag{217-5}$$

che confrontata alla (213-15) ci dice essere $(\gamma \Delta l)$ l'esponente di trasduzione del quadripolo elementare considerato.

Alla (217-5) si poteva arrivare anche direttamente dalla (213-15). Infatti, per l'esponente di trasduzione del quadripolo simmetrico a T si ha

$$e^{\Theta} = \mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{A}^2 - 1}$$

con

$$\mathbf{A} = \frac{\mathbf{Z}_1 + 2\,\mathbf{Z}_2}{2\,\mathbf{Z}_2} = \frac{\mathbf{Z}_1}{2\,\mathbf{Z}_2} + 1$$

Sostituendo:

$$e^{\Theta} = 1 + \frac{1}{2}\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} + \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} + \left(\frac{\mathbf{Z}_1}{2\,\mathbf{Z}_2}\right)^2}$$

Poichè

$$\mathbf{Z}_1 = (R + j\,\omega\,L)\Delta l \qquad ; \qquad \mathbf{Z}_2 = \frac{1}{(G + j\,\omega\,C)\Delta l}$$

è anche

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = (R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)\,(\Delta l)^2$$

e

$$\left(\frac{\mathbf{Z}_1}{2\,\mathbf{Z}_2}\right)^2 = (R + j\,\omega\,L)^2\,(G + j\,\omega\,C)^2 \frac{(\Delta l)^4}{4}\,:$$

La piccolezza di Δl autorizza a trascurare il termine di 4° grado, per cui:

$$\epsilon^{\Theta} = 1 + \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)} \cdot \Delta\,l + \frac{1}{2}\,(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)\,(\Delta\,l)^2$$

e ponendo

$$\frac{\Theta}{\Delta\,l} = \gamma = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}$$

si ottiene la (217-4) e, quindi, la (217-5).

Passando ora a considerare la catena di quadripoli elementari compresa fra l'origine ed il punto distante x dall'origine, abbiamo, per il tratto considerato:

$$\frac{\mathbf{I}_1}{\mathbf{I}_x} = \frac{\mathbf{V}_1}{\mathbf{V}_x} = e^{\gamma\,(\Delta l + \Delta l + \Delta l + \cdots)} = e^{\gamma\,x}$$

la quale può essere scissa nelle due equazioni relative alla tensione ed alla corrente:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_x &= \mathbf{V}_1\,e^{-\gamma\,x} \\ \mathbf{I}_x &= \mathbf{I}_1\,e^{-\gamma\,x} \end{aligned} \qquad (217\text{-}6)$$

Il sistema (217-6), che esprime la legge della propagazione lungo un circuito omogeneo indefinitamente lungo, dice che tanto la tensione quanto la corrente *decrescono* uniformemente a partire dall'origine, con legge esponenziale, il cui esponente è una funzione γ, dipendente dalle 4 costanti primarie del circuito.

La (217-3)

$$\gamma = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}$$

è l'altra *costante secondaria* della linea omogenea e prende il nome di *costante di propagazione.*

Impedenza caratteristica e costante di propagazione contraddistinguono completamente la linea agli effetti della trasmissione.

218. Proprietà della costante di propagazione. — Poichè la grandezza $e^{-\gamma\,x}$ è sempre minore dell'unità, risulta ovvio che la tensione e la corrente in un punto x, ad una certa distanza, sono sempre *più piccole* delle corrispondenti grandezze all'origine (fig. 556).

La stessa grandezza $e^{-\gamma\,x}$ dipende:

— dal valore di x, cioè è tanto minore dell'unità quanto più ci si porta verso l'estremità lontana;

— dal valore di γ.

Per $x = 1$ le (217-6) divengono

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{x'} = \mathbf{V}_1 \, e^{-\gamma} \\ \mathbf{I}_{x'} = \mathbf{I}_1 \, e^{-\gamma} \end{cases} \quad \text{od anche} \quad \begin{cases} \log_e \dfrac{\mathbf{V}_{x'}}{\mathbf{V}_1} = -\gamma \\ \log_e \dfrac{\mathbf{I}_{x'}}{\mathbf{I}_1} = -\gamma \end{cases} \tag{218-1}$$

Si deduce che γ è il logaritmo in base e del rapporto fra il valore della tensione o della corrente in un punto distante dall'origine una unità di lunghezza, ed il valore della corrispondente grandezza all'origine.

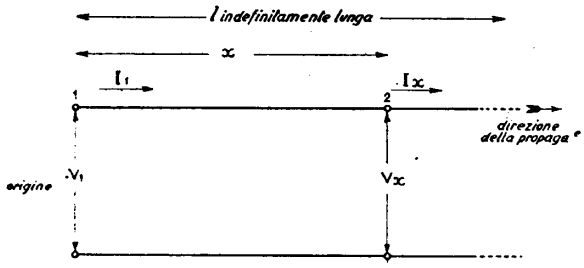


Fig. 556 – Linea indefinitamente lunga.

È evidente che, nota γ per una determinata linea, si può stabilire a priori quale sarà l'effetto, in un punto qualsiasi, della tensione applicata all'origine. Nella costante di propagazione, quindi, sono riassunte, sintetizzate, le caratteristiche fisiche del circuito.

La presenza di j nell'espressione di γ sta a ricordare (e sarebbe superfluo rilevarlo) il carattere di grandezza *vettoriale* della costante di propagazione. Applicata alle tensioni o correnti all'origine, secondo le (217-6), essa dà dei vettori $\mathbf{V}_x$, $\mathbf{I}_x$, *ridotti* nell'ampiezza e *sfasati* rispetto ai vettori all'origine.

219. Costanti di attenuazione e di fase, lunghezza d'onda e velocità di propagazione. — La γ si può scomporre nelle due componenti reale ed immaginaria:

$$\gamma = \beta + j\,\alpha = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)} \quad ; \tag{219-1}$$

β prende il nome di *costante di attenuazione*, α quello di *costante di fase* o *di velocità* o *di lunghezza d'onda*.

Le formule che dànno le due costanti si ricavano facilmente da quella di γ. Infatti: elevando a quadrato ambo i termini della (219-1) si ottiene

$$\beta^2 + 2\,j\,\beta\,\alpha - \alpha^2 = G\,R + j\,\omega\,(R\,C + L\,G) - \omega^2\,L\,C;$$

eguagliando fra loro le parti reali e quelle immaginarie nei due membri:

$$\begin{cases} \beta^2 - \alpha^2 = G\,R - \omega^2\,L\,C \\ 2\,\alpha\,\beta = \omega\,(R\,C + L\,G); \end{cases}$$

elevando a quadrato la prima:

$$(\beta^2 + \alpha^2)^2 = 4\,\alpha^2\,\beta^2 + (G\,R - \omega^2\,L\,C)^2,$$

combinando con la seconda:

$$(\beta^2 + \alpha^2)^2 = (G^2 + \omega^2\,C^2)\,(R^2 + \omega^2\,L^2)$$

e dal sistema

$$\begin{cases} \beta^2 - \alpha^2 = G\,R - \omega^2\,L\,C \\ \beta^2 + \alpha^2 = \sqrt{(G^2 + \omega^2\,C^2)\,(R^2 + \omega^2\,L^2)} \end{cases}$$

si ricavano finalmente, per somma e sottrazione:

$$\begin{aligned} \beta &= \sqrt{\frac{1}{2}\sqrt{(R^2 + \omega^2\,L^2)\,(G^2 + \omega^2\,C^2)} + \frac{1}{2}\,(R\,G - \omega^2\,L\,C)} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{1}{2}\sqrt{(R^2 + \omega^2\,L^2)\,(G^2 + \omega^2\,C^2)} - \frac{1}{2}\,(R\,G - \omega^2\,L\,C)}; \end{aligned} \tag{219-2}$$

β è quel fattore che, applicato al modulo della tensione o corrente impresse, dà il valore del modulo attenuato di queste, a distanza unitaria dall'origine; α, similmente, dà il valore dello sfasamento provocato dalla linea ad una distanza unitaria.

Perciò le (217-6) possono scriversi, considerando solo il modulo dei vettori

$$\begin{aligned} V_x &= V_1\,e^{-\beta\,x} \\ I_x &= I_1\,e^{-\beta\,x} \end{aligned} \tag{219-3}$$

e le (218-1) in modo analogo

$$\log_e \frac{V_x}{V_1} = -\beta$$

$$\log_e \frac{I_x}{I_1} = -\beta;$$

β è l'*attenuazione* di una lunghezza unitaria di linea.

Se i due valori V_x e V_1 (od I_x ed I_1) sono, per una determinata linea, tali da stare nel rapporto

$$\frac{V_x}{V_1} = \frac{I_x}{I_1} = e = 2{,}71828 \ldots .$$

allora è

$$\log_e \frac{V_x}{V_1} = \log_e \frac{I_x}{I_1} = \log_e e = 1$$

e risulta

$$\beta = 1 .$$

In questa particolare condizione, quando cioè β risulta uguale all'unità, si dice che la linea ha l'attenuazione di *un neper*.

L'unità di misura per le attenuazioni è dunque il *neper*; si confronti in proposito la definizione di questa unità relativa data al n° 17. Si ricordi inoltre quanto è stato detto nel medesimo articolo circa l'impiego del *decibel* e la trasformazione di una unità nell'altra.

Considerando il valore dell'argomento, le (217-6) divengono:

$$\begin{aligned} \arg V_x &= \arg V_1 e^{-j\alpha x} \\ \arg I_x &= \arg I_1 e^{-j\alpha x} \end{aligned} \qquad (219\text{-}4)$$

e le (218-1) analogamente

$$\begin{aligned} \log_e \frac{\arg V_x}{\arg V_1} &= -j\alpha \\ \log_e \frac{\arg I_x}{\arg I_1} &= -j\alpha \end{aligned} \qquad (219\text{-}5)$$

le quali dicono che α è la differenza di fase fra la corrente (o tensione) all'origine 1 e la corrispondente grandezza nel punto x, posto a distanza unitaria da 1. Ciò giustifica il nome di *costante di fase*, e la misura in radianti/km.

Riferendoci ad una delle due grandezze in gioco, alla tensione, per es., vediamo allora che il vettore rappresentativo, in punti della linea sempre più lontani dall'origine, *decresce* con legge esponenziale e *si sposta di fase* simultaneamente, in ragione di α radianti per unità di lunghezza.

In prospettiva possiamo rappresentare vettorialmente il fenomeno lungo la direzione dall'origine verso l'estremità lontana, come in fig. 557. Appare evidente la similitudine con la propagazione del moto ondoso su di una superficie liquida: anche in quel caso si ha l'apparenza di un movimento a partire dalla origine delle onde; ciò giustifica la denominazione di propagazione. Tutto avviene come se il

vettore **V** (o quello **I**) partendo dall'origine, procedessero verso l'estremità lontana e, cammin facendo, ruotassero e si raccorciassero.

È, naturalmente, inteso che si tratta di un linguaggio figurato, utile solo ad appoggiare l'intuizione del fatto fisico.

Ad una certa distanza λ dall'origine, lo sfasamento del vettore sarà di 360°, cioè il vettore ritornerà alla fase iniziale. Tale distanza prende nome di *lunghezza d'onda* della propagazione. È ovvio che:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\alpha} . \tag{219-6}$$

Il legame tra λ ed α giustifica l'altro nome che prende α, di *costante di lunghezza d'onda.*

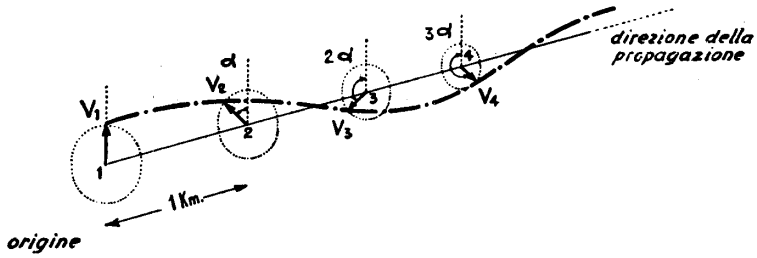


Fig. 557 – Rappresentazione schematica della propagazione del vettore tensione lungo la linea indefinitamente lunga.

E, sempre per analogia col moto ondoso, possiamo stabilire facilmente la velocità con cui la propagazione procede. Infatti se f è la frequenza dei vettori **V** ed **I**, $T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$ è il periodo, cioè il tempo di durata di una oscillazione completa. Nel medesimo tempo il vettore percorre la distanza λ, per cui

$$v = \frac{\lambda}{T} = \frac{2\pi}{\alpha} : \frac{2\pi}{\omega} = \frac{\omega}{\alpha} \tag{219-7}$$

è la *velocità di propagazione della fase.*

Donde anche il nome di *costante di velocità* dato ancora ad α.

Una nozione impiegata in trasmissioni e che è bene chiarire subito è quella di *velocità di gruppo.* La velocità della fase sopra definita si riferisce ad una determinata frequenza f, e varia con α ed ω, cioè con la stessa f. La propagazione di un'onda complessa (n° 5) vede perciò le varie frequenze, potremmo dire figuratamente, partire insieme dall'origine ed arrivare al termine della linea con un certo distacco. Da ciò deriva, come è detto più oltre (n° 222) un mutamento di fase fra le varie frequenze.

Ora, agli effetti della trasmissione telefonica, quella che interessa non è tanto la velocità (variabile) di ciascuna delle frequenze contenute in un «treno» di vibra-

zioni, quanto la velocità con cui si propaga l'energia. Questa velocità prende il nome di *velocità di gruppo*, e può essere così determinata: due frequenze f_1 ed f_2 molto vicine, che si propaghino assieme, dànno luogo al noto fenomeno dei *battimenti*, cioè si rinforzano negli istanti in cui sono in concordanza di fase mentre si contrastano quando le fasi risultano opposte. È ovvio che l'energia si propaga con la velocità con cui si propagano le zone in cui le fasi si sommano e che prendono il nome di *ventri* dei battimenti. La frequenza dei battimenti è uguale alla differenza $(f_1 - f_2)$ e quindi la pulsazione sarà $(\omega_1 - \omega_2)$; la fase degli stessi battimenti è, per quanto si è detto, pari alla differenza delle fasi delle frequenze componenti: $(\alpha_1 - \alpha_2)$. La velocità dei ventri di battimento sarà quindi, per la (219-7):

$$v_g = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\alpha_1 - \alpha_2} \tag{219-8}$$

che dà la velocità di propagazione del gruppo di frequenze molto vicine f_1 ed f_2, cioè dell'energia da esse convogliata.

Quando le due frequenze siano tanto prossime da poter considerare infinitesima la loro differenza, la (219-8) diventa

$$v_g = \frac{d\,\omega}{d\,\alpha} \tag{219-9}$$

la quale dà la *velocità di gruppo* per la propagazione delle frequenze in un intorno infinitesimo di $f = \dfrac{\omega}{2\,\pi}$.

220. Impedenza caratteristica. — Dopo quanto è stato detto nella trattazione dei quadripoli, ed in particolare delle catene di quadripoli simmetrici e del concetto di impedenze immagine ed iterativa che, per tali quadripoli, si riunisce nell'unico concetto di *impedenza caratteristica*, dovrebbe risultare ormai chiaro che una linea omogenea indefinitamente lunga equivale in tutto e per tutto ad una di lunghezza finita, purchè terminata sull'impedenza caratteristica.

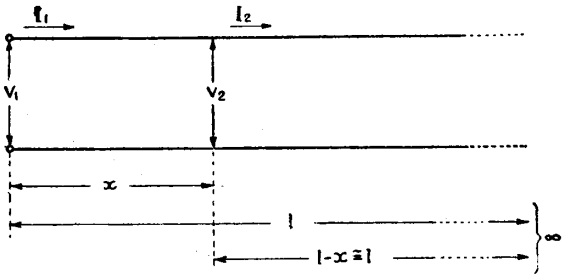


Fig. 558 - Linea indefinitamente lunga.

Data l'importanza dell'argomento è però bene insistere su di esso. Quando si ha a che fare con la linea indefinitamente lunga, il rapporto fra la tensione e la corrente misurate in un punto qualunque a destra dell'origine deve dare sempre un medesimo valore di **Z**, perchè il tratto di linea rimasto a destra è sempre di lunghezza illimitatamente grande (fig. 558).

Quando, invece, la linea non è lunga quanto si voglia, ma ha lunghezza limi-

tata, se all'estremità avremo cura di riprodurre la presenza del prolungamento indefinito della linea stessa, mediante il collegamento ad un'impedenza identica a **Z** (in modulo ed argomento), dal punto di vista dell'origine tutto apparirà immutato (fig. 559).

Da ciò la constatazione che per avere, in una linea di lunghezza limitata, le medesime condizioni di trasmissione di una linea indefinitamente lunga, basta chiuderla sulla propria impedenza caratteristica. È ciò che viene fatto di regola nelle linee interurbane, e questo procedimento è il più vantaggioso per la trasmissione.

Infatti, una linea indefinitamente lunga è un percorso lungo il quale (tornando all'immagine della propagazione delle onde) una vibrazione emessa all'origine si propaga indefinitamente, perdendo energia (attenuandosi) e variando con continuità le fasi delle frequenze componenti, fino alla totale dissipazione. *Niente torna più indietro.* È come se, avendo un canale d'acqua lunghissimo, destassimo ad una estremità delle onde superficiali. Queste si propagherebbero lungo il canale e ad un certo punto (ad una distanza dall'origine dipendente dalle condizioni fisiche del canale: densità del liquido, profondità, larghezza, stato delle pareti, ecc.) finirebbero per dissiparsi del tutto.

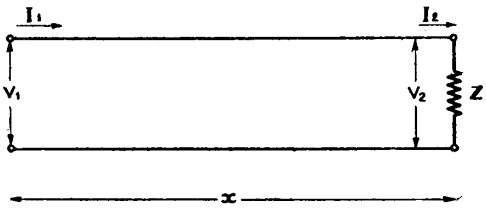


Fig. 559 – Linea terminata sull'impedenza caratteristica.

Ma se il canale è di lunghezza finita ed in ogni caso minore di quella necessaria per la dissipazione praticamente totale dell'onda, questa si propaga regolarmente fino a che non urta contro la parete di fondo, e poi *torna indietro.* Se l'energia residua è ancora in quantità sufficiente per far superare all'onda il percorso inverso, una parte dell'energia di partenza ritorna all'origine. Questa energia *riflessa* è totalmente *perduta* ai fini della trasmissione nella direzione giusta, cioè dall'origine all'estremità opposta; è, anzi, *nociva,* perchè, ritornando dopo un certo tempo dalla sua emissione (dipendente dalla velocità di propagazione e dalla lunghezza del percorso di andata e ritorno) viene a turbare le condizioni all'origine. Le riflessioni perciò debbono venire *eliminate.* Nel nostro esempio ciò potrebbe farsi con qualcosa (per es. con una parete di fondo infinitamente cedevole) che, *assorbendo* l'onda in arrivo all'estremità *simuli la presenza di un canale indefinitamente lungo.*

Nel caso della linea ciò viene fatto appunto chiudendola sulla impedenza caratteristica.

Note *R-L-G-C,* **Z** può venire calcolato senz'altro, in modulo ed argomento, mediante la (217-2).

Per fare un esempio numerico, prendiamo una coppia aerea in bronzo da mm 3, disposta in quadrato. Assumendo come costanti primarie del doppino:

$$R = 5 \text{ ohm} \qquad L = 2{,}3 \text{ mH}$$
$$G = 10^{-6} \text{ mho} \qquad C = 5 \text{ m}\mu\text{F}$$

alla frequenza di riferimento di 800 Hz ($\omega = 5000$) si trova:

$$R + j\,\omega\,L = 5 + j\,\omega \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-3} = \sqrt{5^2 + \overline{11{,}8}^2} \,\Big/ \operatorname{arctg} \frac{11{,}8}{5} = 12{,}8 \,\Big/ 67^\circ\,10'$$

$$G + j\,\omega\,C = 10^{-6} + j\,25 \cdot 10^{-6} = 24{,}6 \times 10^{-6} \,\Big/ 87^\circ\,20'$$

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}} = \sqrt{\frac{12{,}8}{24{,}6}} \cdot 10^3 \,\Big/ \frac{67^\circ\,10' - 87^\circ\,20'}{2} = 721 \text{ ohm} \,\Big/ 10^\circ\,5'$$

Se le costanti primarie si ignorano, si può determinare **Z** per una linea finita, fondandosi sulle (213-3), in base alle quali l'impedenza caratteristica ai morsetti di entrata di una linea finita è la media geometrica delle impedenze misurate all'origine, prima con l'estremità in corto circuito, poi con l'estremità aperta:

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\mathbf{Z}_c\,\mathbf{Z}_a}\,.$$

È d'uopo però avvertire che questo metodo, per dare risultati esatti, deve essere praticato su di una linea non troppo corta, altrimenti le correnti di riflessione che tornano indietro con intensità non trascurabile, falsano la misura all'origine e procurano un valore di **Z** errato.

221. Distorsione d'ampiezza. — Consideriamo la formula 1ª delle (219-2), che dà il valore della costante di attenuazione.

In tale formula il valore di β dipende, oltre che dalle 4 costanti primarie, anche da ω (pulsazione) e quindi dalla frequenza f.

Questa osservazione ci mostra una cosa importantissima: una vibrazione non sinusoidale, quale è quella della voce, composta di numerose armoniche, non viene attenuata conservandosi *simile a sè stessa*. Lungo la linea le armoniche di frequenza più elevata sono soggette ad un'attenuazione più grande di quella relativa alle frequenze più basse. Poichè il *timbro* di una emissione acustica è funzione, come a suo tempo abbiamo visto (nº 5), della intensità *relativa* delle varie componenti, ecco che la linea non solo attenua la corrente vocale ma ne muta il timbro e, per intenderci, assorbe le note acute più di quelle meno elevate: la voce assumerà un timbro più basso.

Questo fenomeno prende il nome di *distorsione di ampiezza*, o *distorsione di prima specie*.

La distorsione di ampiezza agisce, dunque, sulla emissione vocale, come, per esempio, uno strato d'aria non pura agisce sui raggi del sole: questi, originariamente bianchi perchè composti in debita proporzione di raggi dei vari colori (dal rosso, frequenze basse, al violetto, frequenze elevate), dopo avere attraversato lo strato d'aria tendono a divenire giallastri o rossicci, per l'assorbimento prevalente dei raggi azzurri o violetti, di frequenza più alta. Ciò avviene specialmente al tramonto,

quando, dovendo i raggi attraversare tangenzialmente l'atmosfera, lo strato d'aria tra il sole e noi è del massimo spessore.

La distorsione di ampiezza, sulle linee aeree, è sempre di entità modesta (come meglio vedremo in seguito); sui cavi pupinizzati, invece, viene compensata con gli *eguagliatori di attenuazione*, od *equalizzatori* annessi agli amplificatori, che avremo occasione di descrivere a suo tempo (n° 250).

La distorsione di ampiezza, per un determinato circuito, si può misurare (in neper) come differenza tra l'attenuazione a una frequenza di riferimento (800 Hz) e l'attenuazione, alle altre frequenze della gamma acustica, in particolare la più elevata e la più bassa.

Il C.C.I.F. stabilisce che questa differenza non debba superare mai *un neper*. Poichè per la trasmissione sui cavi, realizzare questa condizione è tanto più difficile e costoso quanto più ampia è la banda da trasmettere, e poichè, inoltre, risulta piccola la riduzione di intelligibilità quando non si trasmettono le frequenze più basse e quelle molto elevate (vedi n° 208), la *banda* che si prende in considerazione di solito è quella compresa fra 300 e 2400 Hz. Per quanto si è detto, la distorsione di ampiezza deve risultare, qualunque sia la lunghezza della linea, non superiore ad 1 neper tra ciascuna di queste due frequenze limite e la frequenza di 800 Hz. Si dice anche, in queste condizioni, che la banda 300-2400 Hz è *effettivamente trasmessa*.

222. Distorsione di fase. — Analogamente, consideriamo la 2ª formula delle (219-2).

Anche il valore di α dipende da ω, quindi da f.

La fase, lungo la linea, muta differentemente per ciascuna frequenza. All'arrivo, i rapporti di fase fra le armoniche componenti sono diversi da quelli che intercedevano all'origine.

Poichè, però, l'orecchio, come sappiamo, non apprezza i rapporti di fase (n° 7), questo genere di distorsione, chiamata appunto *distorsione di fase o di 2ª specie*, ha importanza assai minore di quella prima considerata, e si rende sensibile solo sulle linee molto lunghe.

Infatti, per la linea aerea in bronzo da 3 mm avente le caratteristiche date al n° 220, e riferendosi alla frequenza di 800 Hz ($\omega = 5000$), poichè:

$$R << \omega^2 L^2 \qquad \text{e} \qquad G << \omega^2 C^2 ,$$

è approssimativamente

$$\alpha \cong \omega \sqrt{L C}$$

e

$$v \cong \frac{1}{\sqrt{L C}} = 250.000 \text{ km/sec}$$

Per ragioni di attenuazione un collegamento siffatto non può superare i

300÷400 km; supponendolo, comunque, lungo anche 1000 km, il tempo di propagazione delle frequenze 800 sarebbe di $\frac{1}{250}$ di secondo = 4 millisecondi.

Un'onda complessa che arrivasse dopo 4 msec all'estremità di una tale linea sarebbe composta di due parti: la prima, che rappresenta l'anticipo delle frequenze più alte rispetto alle più basse, è la parte transitoria: essa non dura che qualche centesimo di millisecondo; subito dopo si stabilisce il regime stazionario, durante il quale l'onda, pur differendo nella forma perchè le varie frequenze componenti hanno mutato fase, produce il medesimo effetto acustico dell'onda originale perchè, ripetiamo, l'orecchio non apprezza le differenze di fase. Solo quando la lunghezza della linea si fa grande e insieme la velocità si riduce all'ordine delle diecine di migliaia di km/sec (e ciò avviene nelle linee pupinizzate in cavo, come vedremo a suo tempo) la durata del periodo transitorio diviene notevole ed è apprezzabile la distorsione di fase. Si ricorre allora ai *correttori di fase* di cui si parlerà brevemente in seguito (n° 263).

223. Distorsione di non linearità. — La distorsione di ampiezza e quella di fase sono le più importanti che si presentino in una trasmissione telefonica.

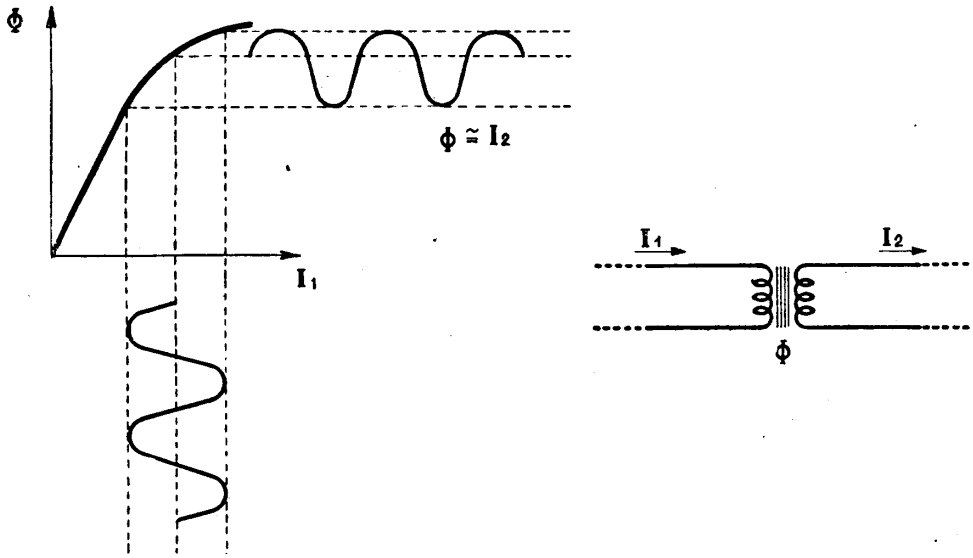


Fig. 560 – Distorsione di non linearità per saturazione di un nucleo magnetico.

Esistono però altre cause di alterazione delle correnti telefoniche, e fra esse è da tener presente la cosiddetta *distorsione non lineare.*

Questa distorsione è dovuta al fatto che nel circuito si trovano intercalati elementi per i quali la legge di Ohm può essere ritenuta valida solo in prima appros-

simazione. Per esempio, i trasformatori (o traslatori) per la formazione dei circuiti virtuali o di entrata degli amplificatori (n° 243), possono trovarsi in condizione di funzionare con un flusso magnetico più intenso di quello per essi previsto. Infatti, se si tiene presente la curva di magnetizzazione del nucleo (fig. 560) si osserva che, quando l'intensità della corrente primaria è elevata, tale curva non è più assimilabile ad una retta, ma piega nel cosiddetto *ginocchio*, in condizioni prossime alla saturazione. Ne risulta che il flusso non è più fedelmente proporzionale in ogni istante alla corrente nel primario, e, posti in diagramma, corrente primaria e flusso non presentano più la medesima « forma ». E poichè il flusso, a sua volta, determina la corrente nel secondario, tra le correnti primaria e secondaria non vi è più perfetta identità di forma. Ciò significa, per il teorema di Fourier, differenza nella composizione armonica delle due correnti.

Vediamo dunque che la presenza di un traslatore a nucleo ferromagnetico, quando le correnti di linea si approssimano a quelle di saturazione, comporta introduzione di armoniche *parassite*, cioè distorsione.

Altri elementi che possono introdurre distorsione armonica sono le valvole termoioniche degli amplificatori.

Considerando l'insieme di un circuito complesso come un quadripolo, l'effetto di distorsione può essere misurato dal *coefficiente di non linearità*, che è il rapporto fra la tensione efficace delle armoniche prodotte (misurata all'uscita del quadripolo) ed il valore efficace della tensione dell'onda fondamentale (misurata nello stesso punto), quando si applica all'entrata una tensione sinusoidale di frequenza data (per es. 800 Hz).

Al logaritmo neperiano dell'inverso di questo coefficiente si dà il nome di *attenuazione di distorsione armonica*.

224. Deduzione delle equazioni generali della propagazione. — Nei numeri precedenti ci siamo preoccupati di dedurre le costanti secondarie col procedimento matematico più elementare.

È però opportuno esporre anche la loro deduzione secondo il procedimento più generale.

Si tratta, dunque, di pervenire alle equazioni (217-6). Facciamo riferimento alla fig. 551, immaginando che gli elementi in cui supponiamo suddivisa la linea omogenea, siano di lunghezza, non più piccola a volontà ma finita, sibbene infinitesima $d\,l$.

L'impedenza degli elementi in serie, resistenza ed induttanza, è allora data, per ogni elemento, da

$$\mathbf{z}\,d\,l = (R + j\,\omega\,L)\,d\,l$$

e l'ammettenza degli elementi in derivazione, capacità e disperdenza, da:

$$\mathbf{y}\,d\,l = (G + j\,\omega\,C)\,d\,l\ .$$

La caduta di tensione fra le due estremità dell'elemento di linea può perciò scriversi:

$$-d\,\mathbf{V} = \mathbf{I}\,\mathbf{z}\,d\,l$$

con **I**, corrente che percorre l'impedenza **z** (il segno negativo deriva dal fatto che $d\mathbf{V}$ è una quantità che va *sottratta* dalla tensione **V** all'entrata dell'elemento considerato); e la riduzione di corrente, cioè la parte derivata attraverso capacità e disperdenza, analogamente può scriversi:

$$-d\,\mathbf{I} = \mathbf{V}\,\mathbf{y}\,d\,l\ .$$

Dalle due espressioni scritte si ottiene il sistema di due equazioni differenziali:

$$\left\{\begin{aligned} \frac{d\,\mathbf{V}}{d\,l} &= -\,\mathbf{I}\,\mathbf{z} \\ \frac{d\,\mathbf{I}}{d\,l} &= -\,\mathbf{V}\,\mathbf{y} \end{aligned}\right. \tag{224-1}$$

Differenziandole si ha:

$$\left\{\begin{aligned} \frac{d^2\,\mathbf{V}}{d\,l^2} &= -\,\frac{d\,\mathbf{I}}{d\,l}\,\mathbf{z} \\ \frac{d^2\,\mathbf{I}}{d\,l^2} &= -\,\frac{d\,\mathbf{V}}{d\,l}\,\mathbf{y} \end{aligned}\right. \tag{224-2}$$

perchè **z** ed **y** sono indipendenti da l. Sostituendo nei secondi membri delle (224-2) i valori (224-1) si ha ancora:

$$\left\{\begin{aligned} \frac{d^2\,\mathbf{V}}{d\,l^2} &= \mathbf{z}\,\mathbf{y}\,\mathbf{V} \\ \frac{d^2\,\mathbf{I}}{d\,l^2} &= \mathbf{z}\,\mathbf{y}\,\mathbf{I} \end{aligned}\right. \tag{224-3}$$

sistema formato di due equazioni lineari omogenee del secondo ordine, la cui soluzione generale è:

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{V} &= \mathbf{A}_1\,e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} + \mathbf{B}_1\,e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \\ \mathbf{I} &= \mathbf{A}_2\,e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} + \mathbf{B}_2\,e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \end{aligned}\right. \tag{224-4}$$

Occorre determinare il valore delle quattro costanti di integrazione $\mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_2$ nel caso della linea omogenea. A tale scopo differenziamo le (224-4) rispetto ad l, ottenendo:

$$\left\{\begin{aligned} \frac{d\,\mathbf{V}}{d\,l} &= \mathbf{A}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} - \mathbf{B}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \\ \frac{d\,\mathbf{I}}{d\,l} &= \mathbf{A}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} - \mathbf{B}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \end{aligned}\right. \tag{224-5}$$

e poichè i primi membri delle (224-5) sono identici ai primi membri delle (224-1), uguagliando i secondi membri:

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{I}\,\mathbf{z} &= -\left(\mathbf{A}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} - \mathbf{B}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}}\right) \\ \mathbf{V}\,\mathbf{y} &= -\left(\mathbf{A}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} - \mathbf{B}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\,e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}}\right) \end{aligned}\right. \tag{224-6}$$

Se in queste equazioni poniamo $l = 0$, otteniamo i valori di $\mathbf{V}$ e di $\mathbf{I}$ all'origine della linea, che chiamiamo $\mathbf{V}_1$ ed $\mathbf{I}_1$, cioè:

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{V}_1 &= -\frac{1}{\mathbf{y}}\left(\mathbf{A}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - \mathbf{B}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \\ \mathbf{I}_1 &= -\frac{1}{\mathbf{z}}\left(\mathbf{A}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - \mathbf{B}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \end{aligned}\right. \tag{224-7}$$

Analogamente, ponendo $l = 0$ nelle (224-4) si ottiene:

$$\mathbf{V}_1 = \mathbf{A}_1 + \mathbf{B}_1 \quad ; \quad \mathbf{I}_1 = \mathbf{A}_2 + \mathbf{B}_2$$

da cui:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{V}_1 - \mathbf{B}_1 \quad ; \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{V}_1 - \mathbf{A}_1 \quad ; \quad \mathbf{A}_2 = \mathbf{I}_1 - \mathbf{B}_2 \quad ; \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{I}_1 - \mathbf{A}_2 .$$

Sostituendo questi valori nelle (224-7):

$$\mathbf{V}_1 = -\frac{1}{\mathbf{y}}\left[(\mathbf{I}_1 - \mathbf{B}_2)\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - \mathbf{B}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right] = -\sqrt{\frac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}\,(\mathbf{I}_1 - 2\,\mathbf{B}_2)$$

$$\mathbf{V}_1 = -\frac{1}{\mathbf{y}}\left[\mathbf{A}_2\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - (\mathbf{I}_1 - \mathbf{A}_2)\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right] = -\sqrt{\frac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}\,(2\,\mathbf{A}_2 - \mathbf{I}_1)$$

$$\mathbf{I}_1 = -\frac{1}{\mathbf{z}}\left[(\mathbf{V}_1 - \mathbf{B}_1)\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - \mathbf{B}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right] = -\sqrt{\frac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}\,(\mathbf{V}_1 - 2\,\mathbf{B}_1)$$

$$\mathbf{I}_1 = -\frac{1}{\mathbf{z}}\left[\mathbf{A}_1\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - (\mathbf{V}_1 - \mathbf{A}_1)\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right] = -\sqrt{\frac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}\,(2\,\mathbf{A}_1 - \mathbf{V}_1)$$

da cui:

$$\mathbf{A}_1 = \frac{\mathbf{V}_1}{2} - \frac{\mathbf{I}_1}{2}\sqrt{\frac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}} \quad ; \quad \mathbf{B}_1 = \frac{\mathbf{V}_1}{2} + \frac{\mathbf{I}_1}{2}\sqrt{\frac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}$$

$$\mathbf{A}_2 = \frac{\mathbf{I}_1}{2} - \frac{\mathbf{V}_1}{2}\sqrt{\frac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}} \quad ; \quad \mathbf{B}_2 = \frac{\mathbf{I}_1}{2} + \frac{\mathbf{V}_1}{2}\sqrt{\frac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}$$

e, finalmente, sostituendo questi valori delle costanti di integrazione nelle (224-4) otteniamo le equazioni che dànno il valore della tensione e della corrente in un punto qualunque della linea, in funzione dei valori corrispondenti all'origine:

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \left(\dfrac{\mathbf{V}_1}{2} - \dfrac{\mathbf{I}_1}{2}\sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}\right) e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} + \left(\dfrac{\mathbf{V}_1}{2} + \dfrac{\mathbf{I}_1}{2}\sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}\right) e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \\ \mathbf{I} = \left(\dfrac{\mathbf{I}_1}{2} - \dfrac{\mathbf{V}_1}{2}\sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}\right) e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} + \left(\dfrac{\mathbf{I}_1}{2} + \dfrac{\mathbf{V}_1}{2}\sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}\right) e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} . \end{cases}$$

In altra forma:

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \left(\dfrac{e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} + e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}}}{2}\right) \mathbf{V}_1 - \left(\dfrac{e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} - e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}}}{2}\right) \sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}\, \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I} = \left(\dfrac{e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} + e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}}}{2}\right) \mathbf{I}_1 - \left(\dfrac{e^{l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} - e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}}}{2}\right) \sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}\, \mathbf{V}_1 . \end{cases} \tag{224-8}$$

Questo sistema prende una forma elegante se si ricorre alle funzioni iperboliche. È noto dall'analisi che queste funzioni sono legate alla funzione esponenziale dalle espressioni:

$$\frac{e^x + e^{-x}}{2} = \cosh x \quad , \qquad \frac{e^x - e^{-x}}{2} = \operatorname{senh} x$$

e che per esse (e per le funzioni tgh e ctgh che se ne fanno derivare) valgono relazioni formalmente simili a quelle trigonometriche fra le funzioni circolari. È noto ancora che si passa dalle funzioni circolari a quelle iperboliche mediante le formule:

$$\cos x = \cosh j x \quad ; \qquad \operatorname{sen} x = -j \operatorname{senh} j x$$

e che per valori reali dell'argomento x, risulta

$$\cosh x \geq 1 \quad ; \qquad \operatorname{senh} x \lesseqgtr 1 .$$

I valori delle funzioni iperboliche di un argomento dato si trovano in qualsiasi manuale (per es. Colombo, tabella n° 12, pag. 40 della 60-65ª edizione) ed è perciò comodo impiegarle per le applicazioni numeriche in sostituzione delle formule che contengono funzioni esponenziali.

Le (224-8) allora possono scriversi

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \left(\cosh l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{V}_1 - \left(\sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}} \operatorname{senh} l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I} = -\left(\sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}} \operatorname{senh} l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{V}_1 + \left(\cosh l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{I}_1 \end{cases} \tag{224-9}$$

sistema che, paragonato al (212-1) ci dice quali sono i valori delle tre costanti **A**, **B**, **C**, di una linea omogenea, per il tratto compreso fra l'origine ed un punto distante l.

Quando il punto di misura di **V** ed **I** viene portato sempre più lontano dall'origine, cioè al crescere di l, tanto la tensione che la corrente misurate diminuiscono; all'infinito è evidente che si devono annullare.

In tal caso si ha:

$$\begin{cases} \left(\cosh l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{V}_1 = \sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}}\left(\operatorname{senh} l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{I}_1 \\ \sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}}\left(\operatorname{senh} l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{V}_1 = \left(\cosh l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}\right) \mathbf{I}_1 \end{cases}$$

da cui, dato che $\dfrac{\operatorname{senh} x}{\cosh x} = \operatorname{tgh} x$,

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1 = \mathbf{I}_1 \sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}} \operatorname{tgh} l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} \\ \mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_1 \sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}} \operatorname{tgh} l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} \end{cases},$$

e poichè, per $l = \infty$, $\operatorname{tgh} \infty = 1$ (cosa di cui ci si può facilmente convincere se si tiene presente che l'espressione

$$\operatorname{tgh} x = \frac{\operatorname{senh} x}{\cosh x} = \frac{{}^1/_2\,(e^x - e^{-x})}{{}^1/_2\,(e^x + e^{-x})}$$

tende ad 1 al crescere di x) il sistema diviene finalmente

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1 = \mathbf{I}_1 \sqrt{\dfrac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}} \\ \mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_1 \sqrt{\dfrac{\mathbf{y}}{\mathbf{z}}} \end{cases} \tag{224-10}$$

che, in un'unica espressione, si scrive

$$\frac{\mathbf{V}_1}{\mathbf{I}_1} = \mathbf{Z} \tag{224-11}$$

avendo posto

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}} = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}\,.$$

Abbiamo ritrovato l'espressione del rapporto fra tensione e corrente all'origine della linea infinita, cioè l'impedenza caratteristica (217-2). Sostituendo le (224-10) nelle (224-9) abbiamo:

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \mathbf{V}_1 (\cosh l \sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - \operatorname{senh} l \sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}) \\ \mathbf{I} = \mathbf{I}_1 (\cosh l \sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} - \operatorname{senh} l \sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}) \end{cases} \tag{224-12}$$

ed osservando infine che:

$$\cosh x - \operatorname{senh} x = \frac{e^{x} + e^{-x}}{2} - \frac{e^{x} - e^{-x}}{2} = e^{-x}$$

si perviene al sistema

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \mathbf{V}_1 e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \\ \mathbf{I} = \mathbf{I}_1 e^{-l\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}}} \end{cases} \tag{224-13}$$

il quale, posto x (distanza dall'origine) in luogo di l, e

$$\gamma = \sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}$$

diviene

$$\begin{cases} \mathbf{V}_x = \mathbf{V}_1 e^{-\gamma x} \\ \mathbf{I}_x = \mathbf{I}_1 e^{-\gamma x} \end{cases} \tag{224-14}$$

che coincide con il sistema (217-6).

IV. Applicazione alle linee fisiche.

225. Linea non distorcente. — Le formule generali trovate al capo precedente per la linea omogenea terminata sull'impedenza caratteristica, sono suscettibili di notevoli semplificazioni quando si facciano delle ipotesi, corrispondenti ai casi più interessanti della pratica.

Un caso — d'altronde soltanto teorico — è stato messo in luce dall'Heaviside. Se le formule (219-2) si derivano rispetto ad L e si uguaglia a zero, si ricava quel valore di L (in funzione delle altre tre costanti) che ha la proprietà di rendere minima l'attenuazione e la costante di fase. Questo valore è dato da:

$$L = \frac{R\,C}{G} \tag{225-1}$$

relazione che può mettersi anche sotto la forma:

$$\frac{L}{R} = \frac{C}{G} \tag{225-2}$$

A questa proporzione si dà il nome di *condizione di Heaviside*. Per una linea le cui costanti primarie abbiano valori che stanno fra di loro nella proporzione (225-2), le (219-2) si riducono alla forma semplificata seguente:

$$\begin{cases} \beta = \sqrt{RG} \\ \alpha = \omega\sqrt{LC} \end{cases} \tag{225-3}$$

che si ottiene operando nelle (219-2) le riduzioni consentite dalla applicazione della (225-2).

Le espressioni (225-3) non solo rappresentano un minimo per le costanti di attenuazione e di fase ma, e questo è più importante, dicono che, valendo la condizione di Heaviside l'attenuazione è indipendente dalla frequenza, e la velocità di fase, data da (219-7):

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{225-4}$$

è anch'essa indipendente dalla frequenza.

Una linea siffatta (se potesse venire realizzata) sarebbe perciò esente da distorsione, sia di 1ª che di 2ª specie, ed avrebbe la minore attenuazione possibile.

Si noti che la condizione di Heaviside prescinde dai valori effettivi delle costanti primarie: una linea è priva di distorsione alla sola condizione che le 4 costanti stiano fra loro nella proporzione (225-2).

Anche l'espressione dell'impedenza caratteristica, risulta, applicando la (225-2), indipendente dalla frequenza:

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{225-5}$$

In pratica, purtroppo, la condizione di Heaviside rappresenta solo un caso limite; perciò le linee reali, presentano sempre distorsioni in grado maggiore o minore ed agli inconvenienti che ne derivano si cerca di porre rimedio con speciali artifici che illustreremo più avanti.

226. Linea aerea bene isolata. — In una linea aerea i due conduttori sono sostenuti ad una certa altezza dal suolo mediante un sistema formato da pali, traverse, isolatori. L'isolatore assicura un valore alquanto basso delle correnti di dispersione. Essendo però numerosi i punti di sospensione (in media un palo ogni 50 metri), il valore della G per un chilometro di linea risulta non trascurabile.

La capacità e la mutua induzione come si sa (nº 216) dipendono dalle dimensioni geometriche trasversali della linea: diametro dei conduttori, distanza fra di essi e dal suolo. Dato che si impiegano fili di materiale buon conduttore, appare comunque ovvio che, per le frequenze telefoniche (il cui valore medio è di 800 Hz)

si avrà sempre per le linee aeree

$$\omega L > R \qquad \text{e} \qquad \omega C > G \, .$$

Possiamo averne conferma da un esempio numerico.

Abbiasi la solita linea di bronzo telefonico con due conduttori da 3 mm di diametro, posti in quadrato di cm 30 ed alti sul suolo in media m 6.

Le costanti primarie (riferite all'insieme dei due fili e ad 1 km di lunghezza) sono:

$$R = 5 \text{ ohm} \qquad L = 2{,}3 \times 10^{-3} \text{ henry}$$
$$G = 10^{-6} \text{ mho} \qquad C = 5 \times 10^{-9} \text{ farad} \, .$$

Per $f = 800$ Hz, $\omega = 2\,\pi f = 5000$ si ha:

$$\omega L = 5000 \times 2{,}3 \times 10^{-3} = 11{,}5, \qquad \text{cioè} \qquad 11{,}5 > 5$$
$$\omega C = 5000 \times 5 \times 10^{-9} = 25 \times 10^{-6}, \qquad \text{cioè} \qquad 25 \times 10^{-6} > 10^{-6}$$

La condizione di Heaviside pertanto non è verificata; infatti:

$$\frac{R}{L} = \frac{5}{2{,}3 \times 10^{-3}} = 2 \times 10^{3}$$

ed invece

$$\frac{G}{C} = \frac{10^{-6}}{5 \times 10^{-9}} = 2 \times 10^{2}$$

Tra i due valori c'è il rapporto da 1 a 10; tuttavia, fra le linee fisiche, quelle aeree sono le più vicine alla condizione di non distorsione.

Le precedenti considerazioni permettono di dare per β ed α delle espressioni approssimate più semplici delle (219-2).

Partiamo dall'espressione generale (217-3) e trasformiamola come segue:

$$\begin{aligned}
\gamma = \beta + j\,\alpha &= \sqrt{(R + j\,\omega L)\,(G + j\,\omega C)} \\
&= \sqrt{(R + j\,\omega L)} \cdot \sqrt{(G + j\,\omega C)} \\
&= \sqrt{j\,\omega L \left(1 + \frac{R}{j\,\omega L}\right)} \; \sqrt{j\,\omega C \left(1 + \frac{G}{j\,\omega C}\right)} \\
&= j\,\omega \sqrt{L\,C} \sqrt{1 + \frac{R}{j\,\omega L}} \sqrt{1 + \frac{G}{j\,\omega C}}
\end{aligned}$$

Ora, nell'ipotesi fatta di $\omega L > R$ ed $\omega C > G$ si può scrivere (prendendo i primi due termini dello sviluppo in serie binomiale):

$$\sqrt{1 + \frac{R}{j\,\omega L}} = 1 + \frac{R}{2\,j\,\omega L} \qquad \text{e} \qquad \sqrt{1 + \frac{G}{j\,\omega C}} = 1 + \frac{G}{2\,j\,\omega C} \, .$$

Infatti, sostituendo i valori numerici dell'esempio si ottiene

$$\left.\begin{aligned} &\sqrt{1+\frac{5}{11,5}} = \sqrt{1,45} = 1,22 \\ &1+\frac{5}{2\times 11,5} = 1+\frac{5}{23} = 1,218 \end{aligned}\right\} \text{errore dell'ordine di } 10^{-3}$$

$$\left.\begin{aligned} &\sqrt{1+\frac{10^{-6}}{25\times 10^{-6}}} = \sqrt{1,04} = 1,02 \\ &1+\frac{10^{-6}}{2\times 25\times 10^{-6}} = 1+\frac{1}{50} = 1,02 \end{aligned}\right\} \text{errore dell'ordine di } 10^{-4}$$

Allora:

$$\gamma = \beta + j\alpha = j\omega\sqrt{LC}\left(1+\frac{R}{2j\omega L}\right)\left(1+\frac{G}{2j\omega C}\right)$$

$$= j\omega\sqrt{LC}\left(1+\frac{R}{2j\omega L}+\frac{G}{2j\omega C}+\frac{RG}{4\omega^2 LC}\right)$$

e trascurando l'ultimo termine, funzione di ω^{-2},

$$\gamma = \beta + j\alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} + j\omega\sqrt{LC}$$

che dà direttamente, separando le parti reali dalle immaginarie, i valori semplificati di β e di α

$$\left\{\begin{aligned} &\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \\ &\alpha = \omega\sqrt{LC}. \end{aligned}\right. \tag{226-1}$$

Per l'impedenza caratteristica si ha, come per la linea senza distorsione

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{226-2}$$

E per la velocità di propagazione della fase:

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{\omega}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{226-3}$$

Per quanto si riferisce alla distorsione di fase le linee aeree praticamente si comportano, dunque, come la linea di Heaviside.

Per una linea molto bene isolata la prima delle (226-1) può ancora ulteriormente ridursi a:

$$\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{226-4}$$

che può sempre servire, comunque, per calcolare rapidamente il valore approssimato di β.

227. Linea in cavo. — In una linea in cavo i conduttori di rame elettrolitico sono isolati con una spiralina di ritorto di cellulosa e, sovrapposto, un nastro di carta avvolto ad elica non molto serrata.

Si pone la massima cura nell'assicurare la perfetta ermeticità dei cavi; l'aria che rimane negli spazi fra i conduttori è quella che di fatto assicura l'isolamento, mentre la cellulosa e la carta sono solo dei sostegni per tenere a posto, a giusta distanza, i conduttori.

Poichè questa distanza è assai piccola, ed i conduttori hanno diametro piuttosto ridotto (nei cavi interurbani da 0,9 ad 1,3 mm) *rispetto alle costanti primarie delle linee aeree* si avrà che nei cavi:

— la R per chilometro è più grande;
— la L per chilometro è più piccola;
— la G per chilometro è assai piccola, e praticamente uguale a zero;
— la C per chilometro è più grande.

Se nelle linee aeree la condizione di Heaviside non è rispettata, nei cavi lo è ancor meno, perchè il rapporto $R : L$ si distanzia ancor di più da quello di $G : C$ (cresce il numeratore e diminuisce il denominatore nel 1° rapporto ed avviene il contrario nel 2°). Le trasmissioni in cavo sono, pertanto, assai più soggette alle distorsioni di quanto non lo siano quelle su linee aeree.

Tenendo presenti questi concetti, si possono dare, anche per le linee in cavo, formule semplificate ed approssimate per il calcolo delle costanti secondarie.

Poichè ωL e G sono trascurabili, la

$$\gamma = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}$$

si riduce a:

$$\gamma = \sqrt{j\,\omega\,R\,C}$$

la quale si scompone facilmente in β ed α; infatti

$$j = 1\ \underline{/90^\circ} = \cos 90^\circ + j \operatorname{sen} 90^\circ$$

Formule per il calcolo delle costanti secondarie di una linea.

	Costante di propagazione γ	Costante di attenuazione β	Costante di fase α	Velocità di propagazione di fase v	Impedenza caratteristica Z
Linea non distorcente $\left(\frac{R}{L}=\frac{G}{C}\right)$	$\gamma=\sqrt{RG}+j\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{RG}$	$\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$
Linea aerea	$\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}+j\omega\sqrt{LC}$	$\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$
Linea in cavo	$\sqrt{j\omega RC}$	$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$	$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$	$\sqrt{\frac{2\omega}{RC}}$	$\sqrt{\frac{R}{\omega C}}\angle 45^\circ$
Linea omogenea qualsiasi	$\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(G^2+\omega^2C^2)}+\frac{1}{2}(RG-\omega^2LC)}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(G^2+\omega^2C^2)}-\frac{1}{2}(RG-\omega^2LC)}$	$\frac{\omega}{\alpha}$	$\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$

e quindi

$$\sqrt{j} = 1 \angle 45^\circ = \cos 45^\circ + j \operatorname{sen} 45^\circ = \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}}$$

per cui:

$$\gamma = \beta + j\alpha = \sqrt{\omega R C} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega R C}{2}} \tag{227-1}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega R C}{2}}. \tag{227-2}$$

Le espressioni delle due costanti, dunque, coincidono; tanto β che α dipendono da $\sqrt{\omega}$ e si ha distorsione di 1ª e 2ª specie. La velocità di fase è data da

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \sqrt{\frac{2\omega}{R C}} \tag{227-3}$$

e l'impedenza caratteristica da:

$$Z = \sqrt{\frac{R}{j \omega C}} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \angle 45^\circ. \tag{227-4}$$

I risultati sono raccolti nella tabella riassuntiva di pagina 611.

RIFERIMENTI

Per la teoria dei quadripoli:

C. RIMINI, *Elementi di radiotecnica generale*, Cap. V, Zanichelli, 1935.

G. DI PIRRO, *Il trasduttore quadripolare passivo nelle tecnica delle trasmissioni*, Consiglio Nazionale delle Ricerche, Roma, 1930.

Per le definizioni relative alla trasmissione telefonica:

C.C.I.F., *Libro Bianco, Köbenhovn* 1936, Tomo I bis, pag. 49 e segg.

Per lo studio delle linee omogenee:

P. M. PRACHE et H. JANNÈS, *Cours de lignes souterraines à grande distance*, Paris, 1936, pagg. 17÷86.

W. T. PALMER, *Fondamenti teorici delle trasmissioni telefoniche* (traduzione G. De Simone), Roma, 1933.

CAPITOLO XIII

TECNICA DEI CAVI INTERURBANI

I. Cavi con carica induttiva.

228. Considerazioni sull'equivalente di trasmissione. — L'esposizione graduale della tecnica telefonica interurbana ci conduce ad esaminare, uno dopo l'altro, pressapoco nell'ordine cronologico con cui trovarono applicazione pratica, i sistemi escogitati per aumentare quello che si potrebbe chiamare il « rendimento commerciale » degli impianti. Dobbiamo perciò passare allo studio dei sistemi che permettono di aumentare la *portata* dei collegamenti telefonici, cioè la distanza massima alla quale si può effettuare una comunicazione.

Poichè per poter ricevere una conversazione telefonica con sufficiente intelligibilità è necessario far pervenire al ricevitore un minimo di energia, la linea e gli altri organi (per es. traslatori) interposti fra il microfono ed il ricevitore non devono attenuare le correnti vocali al disotto di un certo valore. Le convenzioni del C.C.I.F. fissano per le conversazioni internazionali questo valore che, riferito alle potenze in gioco, od anche, in determinate condizioni di misura (che meglio vedremo in seguito) alle tensioni, prende nome di *equivalente di trasmissione* (ricordare quanto è stato detto al n° 18 e 19).

L'equivalente viene misurato in neper. Consideriamo ad esempio una linea come in fig. 561. Se l'equivalente dell'intero collegamento (e cioè del complesso: apparecchio di abbonato; linea di raccordo fra abbonato e centrale interurbana; traslatore interurbano; linea interurbana; traslatore; raccordo; abbonato) è, per esempio, di 3 neper, ciò significa che tra A e B si produce un'attenuazione dell'energia trasmessa di 3 neper. L'attenuazione totale risulta, naturalmente, dalla somma delle attenuazioni dei vari tronchi. Ed osserviamo, riferendoci a quanto detto al precedente n° 214, che un'ulteriore causa di attenuazione si avrebbe al passaggio da un elemento all'altro (per esempio dall'apparecchio alla linea di raccordo) ove le impedenze immagini ai morsetti di questi elementi non fossero uguali (o adattate mediante traslatore). Trascurando queste attenuazioni dovute alla riflessione, come di solito può farsi, l'equivalente totale di 3 neper risulta dalla somma dei seguenti termini:

1) attenuazione del sistema emittente (microfono e circuiti dell'apparecchio);
2) attenuazione del circuito di raccordo;
3) attenuazione degli organi di centrale (riassunti nel traslatore);
4) attenuazione della linea interurbana;
5-6) attenuazione degli elementi corrispondenti, nell'altro estremo, a quelli considerati in 2) e 3);
7) attenuazione del sistema ricevitore.

In definitiva è solo una percentuale più o meno grande dell'equivalente totale che può imputarsi alla linea interurbana vera e propria, essendo dovuta la parte restante all'attenuazione degli elementi terminali.

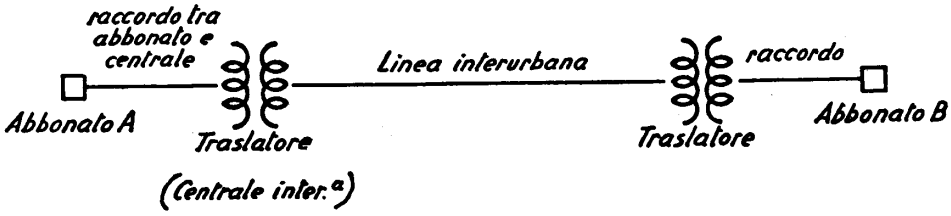


Fig. 561 – Collegamento interurbano fra due abbonati.

Un equivalente di 1,5 neper al massimo, rappresenta l'attenuazione che può essere consentita ai circuiti interurbani, ma è da avvertirsi che, per i circuiti internazionali in cavo, il C.C.I.F. raccomanda non più di 0,8 neper, e in determinati casi ancor meno.

Vediamo a quanti chilometri corrisponde, per i vari tipi di linee usati in pratica, il valore dell'attenuazione di 1,5 neper: determineremo così la portata massima nei singoli casi.

Le attenuazioni chilometriche teoriche ad 800 Hz, calcolate in base alle costanti primarie, sono:

per le linee aeree (circ. reali):

Bronzo telefonico mm 3	attenuaz.	0,0056	neper/km
Bronzo telefonico mm 2	»	0,012	»
Acciaio del diametro di mm 3	»	0,038	»

per le linee in cavo a bcp. (circ. reali):

Rame elettrolitico mm 1,3	attenuaz.	0,036	neper/km
Rame elettrolitico mm 0,9	»	0,053	»

La portata massima ammissibile dei circuiti reali risulta, perciò, dividendo 1,5 per i valori sopraindicati, di:

km 270 per il bronzo da mm 3
» 125 » » » » » 2
» 40 » l'acciaio » » 3
} linee aeree

km	42	per	il	rame	da	mm	1,3	}	linee in cavo.
»	28	»	»	»	»	»	0,9		

La portata dei circuiti virtuali corrispondenti può considerarsi 1,8 volte più grande (trascurando la perdita nei traslatori terminali).

Come si vede, ben piccole sarebbero le distanze massime alle quali si potrebbe corrispondere ove non si trovasse il modo di vincere gli effetti dell'attenuazione; e tale era la situazione fino al principio del secolo. Poi il sistema di aumentare la carica induttiva dei circuiti, già indicato dall'Heaviside, trovò una pratica soluzione da parte del Pupin (e, indipendentemente, del Campbell), e la portata dei circuiti venne notevolmente accresciuta.

229. Principio della carica artificiale dei circuiti. — Vediamo quali sono i concetti sui quali è fondato questo procedimento, riprendendo le considerazioni del capitolo precedente (n° 225 e seguenti).

Abbiamo visto che la condizione di Heaviside, per una linea priva di distorsione

$$\frac{L}{R} = \frac{C}{G} \tag{229-1}$$

non è mai realizzata esattamente nelle linee fisiche; poco nelle linee aeree, punto nei cavi.

Come fare per approssimarsi alla condizione desiderata?

I casi possibili sarebbero:

1) ridurre R: ciò non conviene perchè significa aumentare il diametro dei fili, quindi il costo della linea;

2) aumentare G: anche meno conveniente, perchè vuol dire dissipare energia lungo la linea;

3) diminuire C: è ciò che si cerca di fare, infatti; ma non è possibile allontanare troppo i conduttori, sia nelle linee aeree, sia, soprattutto nei cavi, per evidenti ragioni economiche;

4) aumentare L: ecco la soluzione più conveniente. In questo aumento artificiale di L consiste il procedimento della *carica induttiva.*

L'aumento della induttanza chilometrica dei circuiti *avvicina*, pertanto, questi alla condizione di Heaviside, riducendo la distorsione di ampiezza. Ed è questo già un bel risultato. Ma il principale vantaggio dell'aumento della carica induttiva è che, simultaneamente, si riduce anche il valore dell'attenuazione, che tende al valore minimo $\sqrt{RG}$ della linea senza distorsione (formula 225-3).

230. La krarupizzazione. — Accenneremo, ora, ai due metodi pratici per l'attuazione dei concetti sopraesposti.

Il primo metodo è quello della carica uniformemente distribuita, o *krarupizzazione* (dall'inventore Krarup), e consiste nell'eseguire una vera e propria modificazione delle condizioni fisiche dalle quali dipende la costante L della linea.

L'induttanza è funzione, come ci è noto, delle caratteristiche fisico-geometriche del conduttore e dello spazio che lo circonda. Essa è data, infatti, dal rapporto fra il flusso magnetico prodotto dal passaggio della corrente e la corrente stessa.

Riprendiamo la formula (216-5) che dà l'induttanza propria di un circuito:

$$L_{\text{henry/km}} = 10^{-4}\left(1 + 9{,}21 \log_{10} \frac{2D}{d}\right). \qquad (230\text{-}1)$$

In questa formula, la permeabilità relativa del mezzo entro cui si produce il flusso magnetico è sottintesa, perchè nell'aria uguale ad 1.

La formula completa sarebbe, perciò

$$L_{\text{henry/km}} = 10^{-4}\left(1 + 9{,}21\, \mu \log_{10} \frac{2D}{d}\right). \qquad (230\text{-}2)$$

Per aumentare L senza modificare D e d (rispettivamente: distanza fra i fili e diametro di ciascuno di essi) non c'è che aumentare μ ed è ciò che si fa con la krarupizzazione.

Intorno al conduttore viene avvolta (sotto forma di piattina o di filo) una spiralina serrata di materiale ad alta permeabilità magnetica: ferro dolce, ferro al silicio, permalloy, mumetal, od altra lega dotata di un alto valore di μ. A parità di corrente fluente nel conduttore, il campo magnetico che lo circonda aumenta in proporzione all'aumento della per- meabilità.

Corrispondentemente viene aumentata la induttanza del circuito.

La krarupizzazione non è però nè facile nè economica.

Oggi vengono krarupizzati soltanto i circuiti per i quali non sia possibile o conveniente l'altro sistema di carica artificiale che tra breve esamineremo; la principale applicazione si ha nei cavi sottomarini o subacquei in genere, ed in brevi tratti intercalati lungo le linee aeree (per es. gli attraversamenti in galleria) nei quali convenga, per eliminare le attenuazioni di riflessione, conservare un'impedenza caratteristica di valore prossimo a quello dei circuiti aerei.

Con la krarupizzazione, inoltre, non può ottenersi che una debole carica aggiunta, dell'ordine di una diecina di millihenry/km, perchè la presenza del rivestimento ferromagnetico, mentre incrementa l'induttanza, porta anche ad un aumento della resistenza effettiva, nocivo alle frequenze telefoniche e del tutto proibitivo alle alte frequenze.

Infatti il flusso magnetico alternativo che percorre la spiralina di ferro dolce (o permalloy o simile) vi desta correnti parassite che dissipano energia; anche l'isteresi propria del materiale è causa di dissipazioni. Queste perdite aumentano con la frequenza o col quadrato di essa e, come dicevamo, la resistenza effettiva dei conduttori krarupizzati risulta alquanto più elevata di quella naturale e, quel che è peggio, aumenta assai rapidamente con la frequenza. Per questo motivo non si può aumentare la carica artificiale se non adoperando materiali con permeabilità elevata ed alta resistività in modo da ridurre le perdite (rometal, mumetal e simili).

Oltre che per i cavi telegrafici, la krarupizzazione è stata impiegata anche in importanti cavi telefonici sottomarini. Il cavo fra il continente e la Sardegna, posato da una quindicina di anni, è uno degli esempi più interessanti.

L'induttanza chilometrica del circuito krarupizzato è data approssimativamente da:

$$L_{\text{henry/km}} = \left(1 + 9{,}21 \log_{10} \frac{2D}{d} + \frac{2\pi\mu t}{d+t}\right) 10^{-4} \qquad (230\text{-}3)$$

e, confrontando con l'espressione dell'induttanza naturale (216-5), si può osservare che la carica aggiuntiva è data dal termine $\frac{2\pi\mu t\, 10^{-4}}{d+t}$, in cui μ è la permeabilità del materiale magnetico adoperato per la krarupizzazione, e t lo spessore di esso intorno al conduttore.

Per i deboli campi prodotti dalle correnti telefoniche (massimo 0,1 oersted), la grandezza μ (permeabilità relativa, riferita a quella dell'aria), assume in media i seguenti valori:

Ferro dolce	900
Ferro-silicio	1000
Permalloy al 45 % di nichelio	6000

Nei calcoli si adottano però valori di μ notevolmente più bassi.

Per il calcolo delle costanti secondarie di un circuito krarupizzato possono tenersi valide le formule date per le linee aeree, nelle quali può ulteriormente essere trascurato il termine contenente G, sempre estremamente piccolo.

Avremo pertanto:

$$\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (230\text{-}4)$$

$$\alpha = \omega\sqrt{LC} \qquad (230\text{-}5)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (230\text{-}6)$$

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (230\text{-}7)$$

con l'avvertenza che L è il valore totale dell'induttanza per km, misurato, o calcolato con la (230-3).

A titolo di esempio si riportano i dati chilometrici relativi ad un circuito in

cavo, krarupizzato mediante nastro di ferro dolce da mm 0,3 di spessore con conduttori di rame del diametro di 2 mm, alla frequenza di 800 Hz.

a) Reale:

$R = 12{,}9$ ohm/km; $L = 9{,}5$ mH/km; $C = 0{,}046$ μF/km;
$\beta = 0{,}014$ nep/km; $\mathbf{Z} = 460$ ohm.

b) Virtuale:

$R = 6{,}4$ ohm/km; $L = 4{,}75$ mH/km; $C = 0{,}079$ μF/km;
$\beta = 0{,}013$ nep/km; $\mathbf{Z} = 250$ ohm.

L'impedenza caratteristica assume l'ordine di grandezza che ha, alla stessa frequenza di riferimento, nelle linee aeree da 2 o 3 mm; ciò che permette di usare il cavo krarupizzato intercalandolo direttamente fra due tratti di linea aerea, come avviene nel caso di sottopassaggi di linee aeree nell'incrocio con sedi stradali o ferroviarie, senza l'impiego di traslatori di adattamento.

Usando materiali magnetici a μ più elevata del ferro dolce, si ottengono valori dell'attenuazione più bassi ed impedenza caratteristica anche più prossima a quella delle linee aeree.

231. La pupinizzazione. — Il procedimento della pupinizzazione consiste nel *concentrare* in punti determinati, spaziati a distanze uguali e convenienti lungo il circuito, l'induttanza aggiuntiva, costituita da *bobine* (cioè da avvolgimenti di

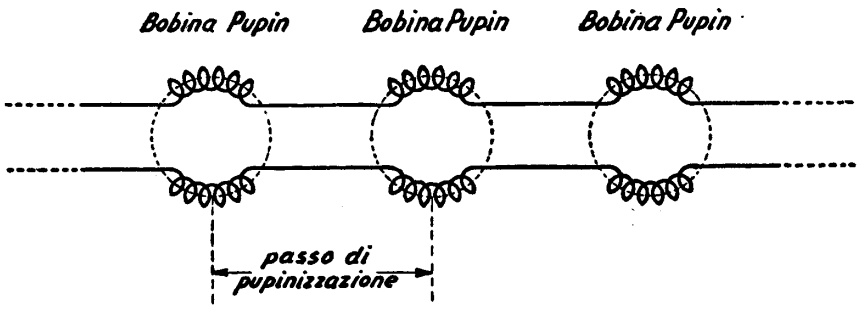


Fig. 562 – Circuito pupinizzato.

numerose spire su nucleo di ferro dolce od altro materiale magnetico). Questa *carica* induttiva — in aggiunta a quella propria della linea — porta il valore di L all'ordine di grandezza voluto. Una linea pupinizzata prende perciò l'aspetto dello schema in fig. 562.

Se l'effetto generale della carica induttiva col sistema Pupin è quello di diminuire, come la krarupizzazione, il valore di attenuazione proprio della linea e di

avvicinarla alla condizione di Heaviside, qualche cosa di fondamentale muta rispetto alla linea a costanti uniformemente ripartite.

La curva che esprime l'attenuazione di una linea uniforme, semplice o krarupizzata, schematicamente tracciata in fig. 563 *a*, ha un andamento tipico: si inizia con una notevole pendenza; con l'aumento di *f* questa pendenza si riduce, ed i valori di β crescono sempre più dolcemente.

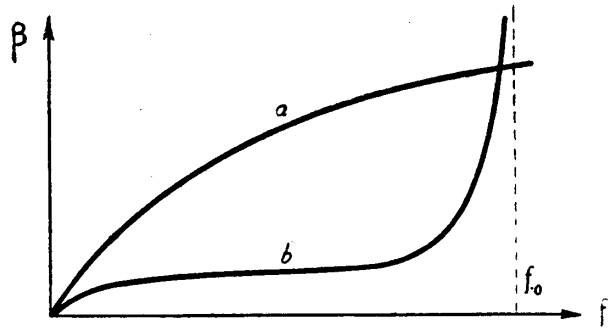


Fig. 563 – Caratteristica attenuazione-frequenza: *a*) di una linea omogenea; *b*) di una linea pupinizzata.

La differenza tra il comportamento della linea normale e quello della linea krarupizzata sta nella riduzione più o meno grande delle ordinate: la forma della curva rimane quella tipica.

Con la carica concentrata la costituzione fisica del circuito risulta completamente modificata. Trascurando il valore dell'induttanza propria, si ha una linea con tre costanti (*R-C-G*) uniformemente distribuite, e con la quarta, invece, concentrata in punti determinati. Lo schema di tale linea è, pertanto, del tutto nuovo, e possiamo rappresentarlo come in fig. 564.

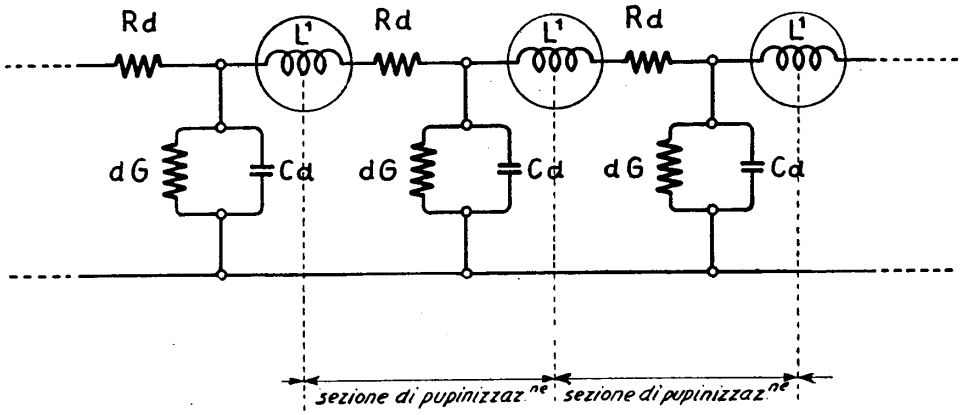


Fig. 564 – Schema elettrico di una linea pupinizzata.

Nello schema, L' è la carica induttiva concentrata (supponendo trascurabile la induttanza propria); $G \cdot d$ e $C \cdot d$ sono le costanti distribuite in derivazione lungo una sezione di pupinizzazione di lunghezza d ed indicate come concentrate a metà della sezione stessa; $R \cdot d$ è la resistenza distribuita lungo una sezione, anch'essa indicata come concentrata a metà sezione.

Ogni sezione di pupinizzazione, secondo questo schema, equivale ad un quadripolo a T (fig. 565) avente un'impedenza del braccio orizzontale $\mathbf{Z}_1 = \left(R + j\,\omega\,\frac{L'}{d}\right) \cdot d$, ed una del braccio verticale $\mathbf{Z}_2 = \frac{1}{j\,\omega\,C \cdot d}$ (trascurando G).

Un siffatto quadripolo, come vedremo a suo tempo, può equipararsi ad una *cellula* di filtro passa-basso, della quale anticipiamo brevemente le proprietà per la parte che qui interessa.

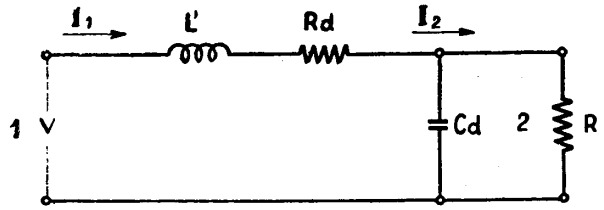


Fig. 565 - Quadripolo a T equivalente ad una sezione di pupinizzazione.

Applichiamo ai morsetti *1* una tensione **V** sinusoidale, e mantenendone costante l'ampiezza, facciamo variare la frequenza per valori crescenti a partire da zero. Con un amperometro misuriamo poi la corrente $\mathbf{I}_2$ che attraversa l'impedenza immagine (ridotta alla sola parte reale R) su cui chiudiamo i morsetti *2*; e costruiamo una curva del valore di $\mathbf{I}_2$ col crescere di f. Si ottiene la curva *1* della fig. 566 la quale dice che la corrente diminuisce col crescere di f, prima lentamente, poi più rapidamente. Per una certa frequenza f_0 la $\mathbf{I}_2$ si annulla. Tale frequenza f_0 prende il nome di *frequenza di taglio* del filtro ed il suo valore è dato da

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{C\,L'\,d}}. \qquad (231\text{-}1)$$

L'esponente di trasduzione $\log_e \frac{\mathbf{I}_1}{\mathbf{I}_2}$, varia anch'esso con la frequenza per effetto del variare di $\mathbf{I}_2$; il suo andamento per la parte reale (attenuazione del filtro) è indicato nella curva *2* della fig. 566.

Dalla somiglianza strutturale di una sezione di linea pupinizzata con una cellula di filtro passa-basso, deriva il suo comportamento caratteristico; essa partecipa dei vantaggi generali della carica induttiva artificiale *ma solo dentro un ben definito campo di frequenze.* Al di là di un certo valore della frequenza, dato ap-

punto dalla formula (231-1), le correnti telefoniche non possono attraversare la linea pupinizzata, che presenta un'attenuazione grandissima alle frequenze più elevate di quella di taglio. La curva indicativa *a* della fig. 563, rappresenta, come detto, l'andamento dell'attenuazione per la linea semplice, dotata di induttanza propria *L* piccola; la curva *b* l'andamento dell'attenuazione quando alla linea è stata aggiunta una carica induttiva.

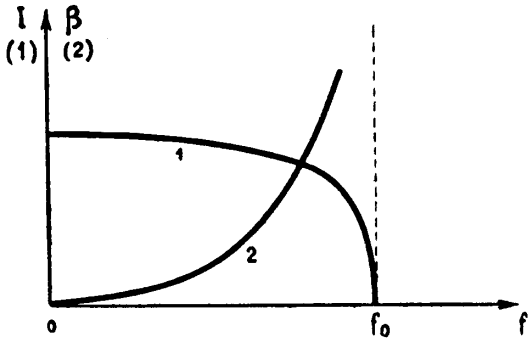


Fig. 566 – Caratteristica attenuazione-frequenza di un filtro passa-basso.

È evidente che la carica è effettivamente utile entro un certo campo di frequenze, al di là del quale l'attenuazione prende valori sempre maggiori, molto più grandi di quelli che essa avrebbe assunto per tali frequenze nel circuito semplice non caricato.

Poichè di regola (almeno nei circuiti normali, non predisposti per l'impiego di alte frequenze), il campo delle frequenze telefoniche si estende fino a 3000 Hz circa, non interessa quale sia il valore dell'attenuazione per le frequenze maggiori, purchè la riduzione dell'attenuazione sia effettiva e notevole nel campo utile in modo da poter ottenere l'aumento della portata.

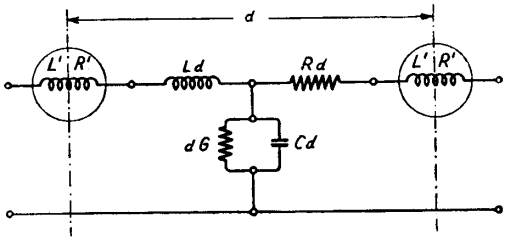


Fig. 567 – Schema di un elemento di linea pupinizzata.

232. Teoria dei circuiti pupinizzati. — Dobbiamo adesso calcolare le costanti secondarie della linea pupinizzata.

Per far ciò, schematizziamo la linea come indicato in fig. 567, riferendoci alla sezione di pupinizzazione di lunghezza *d*. Se le costanti chilometriche si indicano

ancora con R, L, G, C, i valori da tenere presenti sono rispettivamente $R\,d$, $L\,d$, $G\,d$, $C\,d$. Aggiungiamo poi ad ogni estremità le induttanze, ciascuna di valore L'. Ogni avvolgimento ha anche una resistenza R', che però è tenuta la più bassa possibile.

Lo studio viene facilitato se la sezione d di pupinizzazione si sostituisce con il quadripolo a T equivalente. Un siffatto quadripolo, disegnato in fig. 568, per equivalere alla linea omogenea, deve presentare le stesse costanti caratteristiche **A**, **B**, **C** (vedi n° 212) per tutta la gamma delle frequenze telefoniche. Non è però possibile ottenere la coincidenza che ad un valore unico della frequenza, che in pratica,

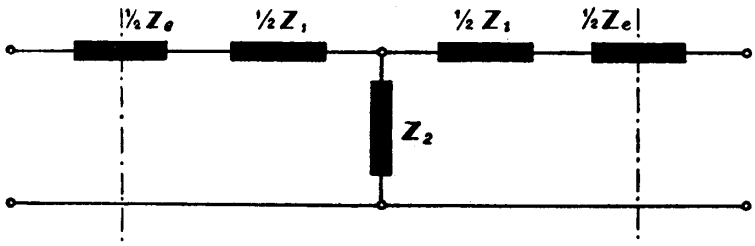


Fig. 568 – Quadripolo a T, equivalente all'elemento di linea pupinizzata.

come ci è noto, viene fissato ad 800 Hz per la banda vocale. I valori delle impedenze indicate nei calcoli si devono perciò supporre riferiti a questa frequenza.

Ciò premesso ricordiamo che le costanti, per il T simmetrico, sono date dalle (212-2):

$$\mathbf{A} = \frac{\mathbf{Z}_1 + 2\,\mathbf{Z}_2}{2\,\mathbf{Z}_2} \qquad \mathbf{B} = \frac{\mathbf{Z}_1^2 + 4\,\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}{4\,\mathbf{Z}_2} \qquad \mathbf{C} = \frac{1}{\mathbf{Z}_2}$$

mentre le corrispondenti costanti della linea omogenea si possono ricavare dalle (224-9).

Posto $\sqrt{\mathbf{z}\,\mathbf{y}} = \gamma$, $\sqrt{\frac{\mathbf{z}}{\mathbf{y}}} = \mathbf{Z}$ ed $l = d$, si ha

$$\mathbf{A} = \mathbf{D} = \cosh\, d\gamma \qquad \mathbf{B} = \mathbf{Z}\ \mathrm{senh}\ d\gamma \qquad \mathbf{C} = \frac{1}{\mathbf{Z}}\ \mathrm{senh}\ d\gamma.$$

Uguagliando i secondi membri si ha un sistema di tre equazioni, dalle quali si deducono i valori da assegnare a $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ perchè il T sia equivalente alla linea omogenea. Si ha:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{\mathbf{Z}_1 + 2\,\mathbf{Z}_2}{2\,\mathbf{Z}_2} = 1 + \frac{\mathbf{Z}_1}{2\,\mathbf{Z}_2} = \cosh\, d\gamma \\
&\frac{\mathbf{Z}_1^2 + 4\,\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}{4\,\mathbf{Z}_2} = \mathbf{Z}_1 + \frac{\mathbf{Z}_1^2}{4\,\mathbf{Z}_2} = \mathbf{Z}_1\left(1 + \frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2}\right) = \mathbf{Z}\ \mathrm{senh}\ d\gamma \\
&\frac{1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{1}{\mathbf{Z}}\ \mathrm{senh}\ d\gamma
\end{aligned}\right\} \qquad (232\text{-}1)$$

Dalla terza si deduce:

$$\mathbf{Z}_2 = \frac{\mathbf{Z}}{\mathrm{senh}\ d\gamma} \qquad (232\text{-}2)$$

che sostituito nella 1ª delle (232-1) dà:

$$1 + \frac{\mathbf{Z}_1}{2\,\mathbf{Z}}\ \mathrm{senh}\ d\gamma = \cosh\, d\gamma \qquad ; \qquad \mathbf{Z}_1 = 2\,\mathbf{Z}\,\frac{\cosh\, d\gamma - 1}{\mathrm{senh}\ d\gamma}$$

ed infine, poichè la trigonometria iperbolica dimostra per un argomento generico φ: $\mathrm{tgh}\ \frac{\varphi}{2} = \frac{\cosh\ \varphi - 1}{\mathrm{senh}\ \varphi}$, si ha:

$$\mathbf{Z}_1 = 2\,\mathbf{Z}\ \mathrm{tgh}\ \frac{d\gamma}{2} \qquad (232\text{-}3)$$

che verifica anche la 2ª delle (232-1).

Siamo perciò in grado di tracciare in fig. 569 il T equivalente al tratto di linea omogenea di lunghezza d, con associate le due impedenze dovute alle bobine pupin.

Troviamo adesso il T equivalente a quest'ultimo schema, e cioè il T che equivale alla linea pupinizzata. Per questo, secondo la fig. 570, si avranno due nuovi valori dell'impedenza caratteristica e della costante di propagazione, che chiameremo $\mathbf{Z}_p$ e γ_p, e di cui vogliamo determinare il valore.

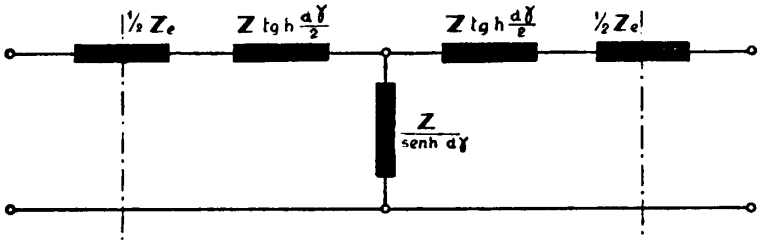


Fig. 569 – Quadripolo a T, equivalente ad un elemento di linea omogenea, con associate le due impedenze dovute alle pupin.

Per il ramo verticale l'equivalenza si ha quando:

$$\frac{\mathbf{Z}}{\operatorname{senh} d\gamma} = \frac{\mathbf{Z}_p}{\operatorname{senh} d\gamma_p}$$

da cui

$$\mathbf{Z}_p = \mathbf{Z}\,\frac{\operatorname{senh} d\gamma_p}{\operatorname{senh} d\gamma}. \qquad (232\text{-}4)$$

Questa formula permette di determinare l'impedenza caratteristica della linea pupinizzata, nota l'impedenza caratteristica **Z** e la costante di propagazione γ della

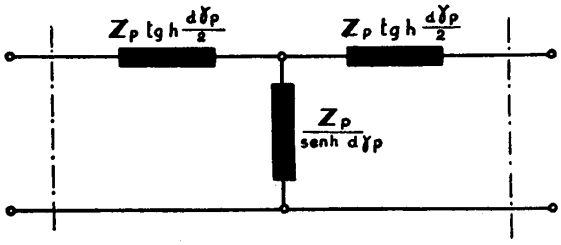


Fig. 570 – Quadripolo a *T*, equivalente all'elemento di linea pupinizzata.

linea omogenea e quella della linea pupinizzata γ_p. Il tutto per la frequenza di riferimento prestabilita.

Per il ramo orizzontale l'equivalenza vuole che

$$\tfrac{1}{2}\,\mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}\operatorname{tgh}\frac{d\gamma}{2} = \mathbf{Z}_p\operatorname{tgh}\frac{d\gamma_p}{2}$$

da cui:

$$\operatorname{tgh}\frac{d\gamma_p}{2} = \frac{\mathbf{Z}_e}{2\,\mathbf{Z}_p} + \frac{\mathbf{Z}}{\mathbf{Z}_p}\operatorname{tgh}\frac{d\gamma}{2}$$

la quale, utilizzando nuovamente la relazione

$$\operatorname{tgh}\frac{\varphi}{2} = \frac{\cosh\varphi - 1}{\operatorname{senh}\varphi}$$

e tenendo presente la condizione di equivalenza per il ramo verticale, si semplifica nella

$$\cosh d\gamma_p = \frac{\mathbf{Z}_e}{2\,\mathbf{Z}}\operatorname{senh} d\gamma + \cosh d\gamma \qquad (232\text{-}5)$$

ed infine:

$$\gamma_p = \frac{1}{d} \operatorname{Arcosh}\left(\frac{\mathbf{Z}_e}{2\,\mathbf{Z}} \operatorname{senh} d\gamma + \cosh d\gamma\right). \tag{232-6}$$

Questa formula, stabilita dal Campbell, permette di determinare rigorosamente la costante di propagazione di una linea pupinizzata quando si conosce il passo di pupinizzazione d, l'impedenza caratteristica $\mathbf{Z}$ e la costante di propagazione γ della linea non pupinizzata e, infine, l'impedenza $\mathbf{Z}_e$ di ciascuna bobina.

Anche l'impedenza caratteristica della linea pupinizzata può esprimersi con gli stessi elementi. La (232-5) infatti può, tenendo presente la formula di trigonometria iperbolica (per l'argomento generico φ):

$$\cosh^2 \varphi - \operatorname{senh}^2 \varphi = 1,$$

trasformarsi come segue:

$$1 + \operatorname{senh}^2 d\gamma_p = \cosh^2 d\gamma + \frac{\mathbf{Z}_e^2}{4\,\mathbf{Z}^2} \operatorname{senh}^2 d\gamma + \frac{\mathbf{Z}_e}{\mathbf{Z}} \operatorname{senh} d\gamma \cosh d\gamma$$

$$\operatorname{senh}^2 d\gamma_p = \operatorname{senh}^2 d\gamma \left(1 + \frac{\mathbf{Z}_e^2}{4\,\mathbf{Z}^2} + \frac{\mathbf{Z}_e}{\mathbf{Z} \operatorname{tgh} d\gamma}\right)$$

$$\frac{\operatorname{senh} d\gamma_p}{\operatorname{senh} d\gamma} = \sqrt{1 + \frac{\mathbf{Z}_e^2}{4\,\mathbf{Z}^2} + \frac{\mathbf{Z}_e}{\mathbf{Z} \operatorname{tgh} d\gamma}}$$

valore che, sostituito nella (232-4), porta a

$$\mathbf{Z}_p = \sqrt{\mathbf{Z}^2 + \frac{1}{4}\,\mathbf{Z}_e^2 + \mathbf{Z}\,\mathbf{Z}_e \operatorname{ctgh} d\gamma}. \tag{232-7}$$

Le (232-6) e (232-7) stabiliscono completamente il comportamento della linea pupinizzata. Dalla (232-6), separando le parti reale e immaginaria, si ricavano i valori di β_p (attenuazione) ed α_p (costante di fase). Possono darsi formule dirette per questi valori, ma riteniamo di tralasciare i calcoli relativi per non rendere la trattazione troppo complessa.

In pratica, infatti, l'esattezza dei computi presenta importanza solo per chi deve progettare la fabbricazione di bobine pupin. Per l'esercizio, le caratteristiche della linea vengono preferibilmente rilevate in base a misure ovvero calcolate con formule approssimate e semplificate.

A queste si può rapidamente pervenire se si tiene presente che ogni sezione di pupinizzazione è, come si è già notato, sotto certi aspetti, una cellula di filtro passa-basso e, inoltre, che la linea caricata presenta condizioni di funzionamento

prossime (per le frequenze inferiori a quella di taglio) a quelle ideali della linea non distorcente.

Le espressioni semplificate in parola sono le seguenti:

Frequenza di taglio. — Può servire la formula (231-1)

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{d \cdot C \cdot L'}}; \tag{232-8}$$

d è il *passo* di pupinizzazione, espresso in chilometri; C è la capacità per km di circuito; L' è il valore dell'induttanza aggiuntiva di fronte al quale la L distribuita è generalmente trascurabile.

Impedenza caratteristica. — La formula approssimata

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

valida per le linee aeree e — in genere — per le linee nelle quali è elevata L, può servire anche per le linee pupinizzate, a meno di un fattore correttivo per tener conto del fenomeno fondamentale della frequenza di taglio.

La formula completa è, pertanto:

$$\mathbf{Z}_p = \sqrt{\frac{L'}{d \cdot C}} \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}} \tag{232-9}$$

e si vede che il termine aggiuntivo, mentre si mantiene prossimo ad 1 per ω molto minore di ω_0, per ω molto vicino ad ω_0 tende all'infinito, e diviene immaginario quando $\omega > \omega_0$.

Costante di attenuazione. — Anche per β, la formula da impiegare è quella delle linee aeree, con l'aggiunta del fattore correttivo che modifica i valori in prossimità della frequenza di taglio:

$$\beta = \frac{R + \frac{R'}{d}}{2} \sqrt{\frac{C\,d}{L'}} \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}. \tag{232-10}$$

Si osservi che il valore R' della resistenza effettiva propria delle bobine non può, generalmente, essere trascurato. Esso deve includere le perdite nel rame e quelle nel nucleo.

Velocità di propagazione. — Sempre adottando le formule valide per le linee aeree sarà:

$$v = \sqrt{\frac{d}{L' C}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \qquad (232\text{-}11)$$

per le frequenze al disotto di f_0.

Si noti che rispetto alle linee aeree aventi attenuazione chilometrica paragonabile, la velocità di propagazione è molto più piccola, perchè il denominatore della (232-11) contiene valori di L' e C alquanto più grandi. Grosso modo la velocità si riduce a valori dell'ordine di una o due decine di migliaia di km/sec. Ciò aumenta il pericolo dei fenomeni d'eco dovuti alla riflessione. Sull'argomento si tornerà a suo tempo (n° 262).

Passo di pupinizzazione. — Data la capacità della linea ed il valore delle bobine pupin, e fissata la frequenza di taglio in base alla gamma di frequenze che si deve trasmettere, il passo di pupinizzazione può determinarsi mediante la (232-8), dalla quale si ricava:

$$d = \frac{4}{\omega_0^2 C L'} \qquad (232\text{-}12)$$

Anche dalla (232-9), trascurando il termine correttivo, si può ricavare il valore di d, in funzione dell'impedenza caratteristica prefissata:

$$d = \frac{L'}{\mathbf{Z}_p^2 \cdot C}. \qquad (232\text{-}13)$$

Infine può convenire un'espressione di d in funzione di ω_0 e $\mathbf{Z}_p$; uguagliando le (232-12) e (232-13) si ha

$$L' = \frac{2\,\mathbf{Z}_p}{\omega_0} \qquad (232\text{-}14)$$

che sostituita nella (232-13) dà:

$$d = \frac{2}{\omega_0\,\mathbf{Z}_p \cdot C}. \qquad (232\text{-}15)$$

Valore della carica pupin. — Se si conoscono la frequenza di taglio e l'impedenza caratteristica, il valore approssimato dell'induttanza da aggiungere, ogni chilometro, per ottenere la corrispondente pupinizzazione, può essere determinato

con la formula (232-14) qui sopra trovata

$$L' = \frac{2\,Z_p}{\omega_0} \text{ (henry/km).}$$

233. Cenni pratici sulla pupinizzazione. — La formula (232-8) mostra che per una frequenza di taglio predeterminata, il valore dell'induttanza riferito all'unità di lunghezza (per es. al chilometro) L'/d deve essere *tanto più grande*, quanto più *breve* è il passo di pupinizzazione.

Inversamente: dato il valore delle bobine, la *frequenza di taglio è tanto più elevata, quanto più corto è il passo di pupinizzazione.*

La pupinizzazione è oggi adottata solo per i circuiti interurbani in cavo e in qualche grande rete per i circuiti di giunzione urbani; ed il passo di pupinizzazione ordinario è fissato in m 1830, pari a 6000 piedi inglesi (feet). Questo passo viene indicato con la sigla H anteposta al valore dell'induttanza. Con B si indica il passo

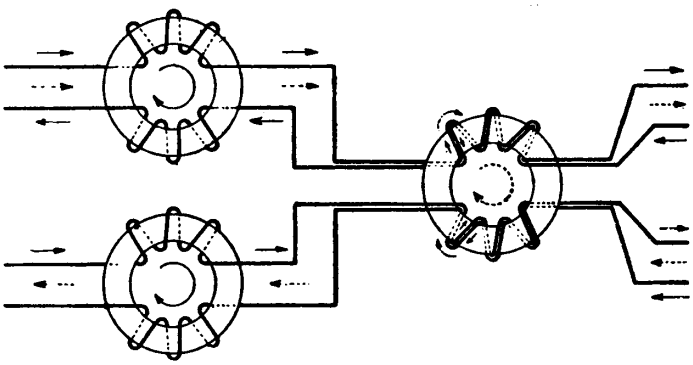


Fig. 571 – Disposizione schematica delle bobine in una unità pupin (1 bicoppia), secondo il sistema a 3 bobine.

metà, lungo 3000 piedi (m 915 circa); e con M il passo di 9000 piedi (m 2745). In Italia i cavi interurbani sono stati costruiti con passo H; solo recentemente, su qualcuno (cavo Roma-Milano), è stata raddoppiata la pupinizzazione con passo B (inserendo nuove bobine al centro di ogni sezione) per aumentare la frequenza di taglio ed utilizzare una parte dei circuiti per canali in alta frequenza. Fissato il passo, si possono adottare cariche più o meno elevate. È da tenere presente la seguente regola, che ormai apparirà evidente:

— dato un circuito e fissato il passo, *aumentando* la carica si diminuisce l'attenuazione e quindi si *aumenta* la portata, ma si *diminuisce* il campo delle frequenze effettivamente trasmesse.

Poichè nei cavi interurbani, oltre ai circuiti reali si sfruttano, come si è accennato più volte, anche quelli virtuali, la pupinizzazione viene estesa anche ad

essi. Speciali condizioni di installazione vanno rispettate, naturalmente, per conservare le condizioni di perfetta indipendenza fra i circuiti reali ed il virtuale, altrimenti la pupinizzazione darebbe luogo a diafonia.

In fig. 571 è indicato lo schema di una unità pupin per una bicoppia, detto *a tre bobine*. Seguendo il percorso delle correnti (frecce intere: correnti nei circuiti reali; frecce punteggiate: corrente nel circuito virtuale) e osservando il senso degli avvolgimenti sui nuclei, si può constatare che nessuno scambio di energia può avvenire (quando gli avvolgimenti siano stati bilanciati con cura), attraverso la bobina del virtuale, fra i circuiti reali, e fra questi ed il circuito virtuale.

Per il valore della carica, norme internazionali hanno fissato quella da adottare nei casi più comuni. Diamo qui di seguito alcuni dati relativi al passo H, per i circuiti in cavi a bicoppie D. M. (capacità del reale 0,0385 μF/km e del virtuale 0,0625 μF/km), più usati in Italia.

Diametro dei conduttori di rame	Tipo di circuito	Carica artificiale pupin ogni m 1830	Frequenza di taglio (Hz)	Impedenza caratteristica (ohm)	Attenuazione per km di circuito ad 800 Hz	Velocità di propagazione della fase ad 800 Hz (km/sec)	Denominazione
0,9 mm	reale	177 mH	2900	1590	0,0217 nep.	16.500	semi-
	virt.	63 »	3600	740	0,0228 »	21.500	pesante
0,9 mm	reale	44 »	5800	790	0,0390 »	32.800	leggera
	virt.	25 »	6000	470	0,0328 »	32.800	
1,3 mm	reale	177 »	2900	1590	0,0121 »	16.500	semi-
	virt.	63 »	3600	740	0,0125 »	21.500	pesante
1,3 mm	reale	44 »	5800	790	0,0197 »	32.800	leggera
	virt.	25 »	6000	470	0,0166 »	32.800	
1,3 mm	reale	13 »	10.000	430	0,0300 »	60.000	radio

Come esempio dei vantaggi della pupinizzazione, riprendiamo i dati già visti al n° 227. Una linea in cavo a bicoppie aveva (con un'attenuazione di 1,5 neper) la portata di

42 km - se con conduttori da mm 1,3
28 km - se con conduttori da mm 0,9.

Le corrispondenti linee reali con pupinizzazione semipesante, hanno invece (a parità di attenuazione) una portata di 120 km con conduttori da 1,3 e 65 km, con conduttori da 0,9. La pupinizzazione, in questo caso, *triplica* all'incirca la portata.

Qualche ulteriore considerazione va fatta sull'impedenza caratteristica delle linee pupinizzate. Anche per queste linee, come per quelle ordinarie, è della mas-

sima importanza — per evitare le riflessioni all'estremità — che le impedenze terminali abbiano *lo stesso valore dell'impedenza caratteristica* della linea. Le linee pupinizzate, però, hanno una particolarità che è indispensabile tenere presente: il valore dell'impedenza caratteristica oltre che dalle costanti primarie dipende dalla costituzione della *prima* e dell'*ultima* sezione. Questa proprietà discende dalla struttura non omogenea della linea pupinizzata, che ne rende il comportamento

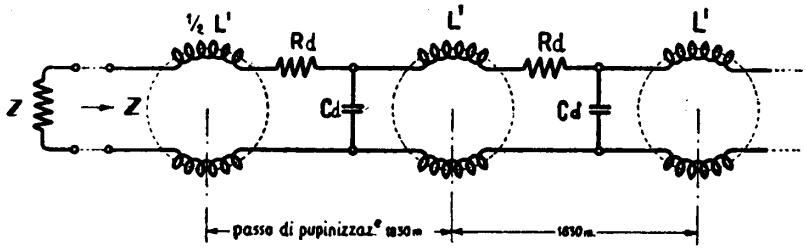


Fig. 572 – Terminazione a mezza bobina di una linea pupinizzata.

simile a quello dei filtri ed è comune alle catene di quadripoli costituite da un certo numero di cellule uguali associate in serie (n° 214). L'impedenza ai morsetti di entrata della catena coincide con quella caratteristica solo se l'impedenza del primo quadripolo è uguale a tale impedenza caratteristica. Se l'impedenza del primo quadripolo differisce da quella degli altri della catena, l'impedenza all'entrata non coincide con l'impedenza caratteristica.

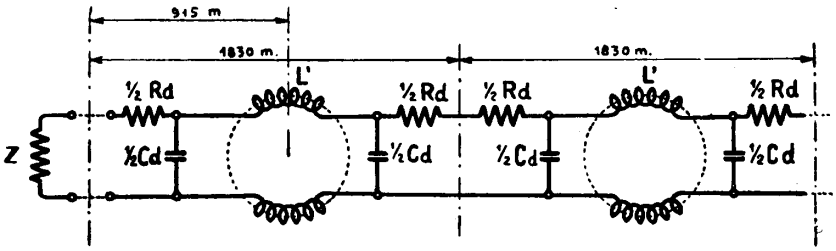


Fig. 573 – Terminazione a mezza sezione di una linea pupinizzata.

Perciò una linea pupinizzata deve terminare *con una mezza bobina o con una mezza sezione*, a seconda che si immagini di scomporre la linea in cellule, con piani che dimezzano le bobine (cellule a T) o con piani che passano a metà della sezione (cellule a π) (figg. 572 e 573); di questi due modi di terminare la linea pupinizzata, normalmente è seguito il secondo (terminazione a mezza sezione).

In pratica, quando si progetta su di un determinato tracciato la costruzione di una linea pupinizzata, si inizia con una mezza sezione di m 915 al termine della quale si fissa il primo punto pupin, e si prosegue con passo di 1830 m fino alla fine: l'ultimo tratto risulterà sempre minore od uguale a 1830 m, ma potrà essere minore

o maggiore di 915 m. Nel 1° caso (minore) è necessario arrotolare, vicino alla stazione d'arrivo, tanto cavo fino a raggiungere m 915, per cui la distanza elettrica tra l'origine e l'estremità risulta sempre un multiplo intero di 1830 (primo caso della fig. 574). Se invece il tratto finale risulta maggiore di 915 m, occorre spostare di nuovo tutti i punti pupin ed aggiungerne un altro. Si avrà ricchezza di cavo tanto all'origine che all'estremità, ma sarà tutto di nuovo come se la distanza fosse un multiplo di m 1830 (secondo caso della fig. 574).

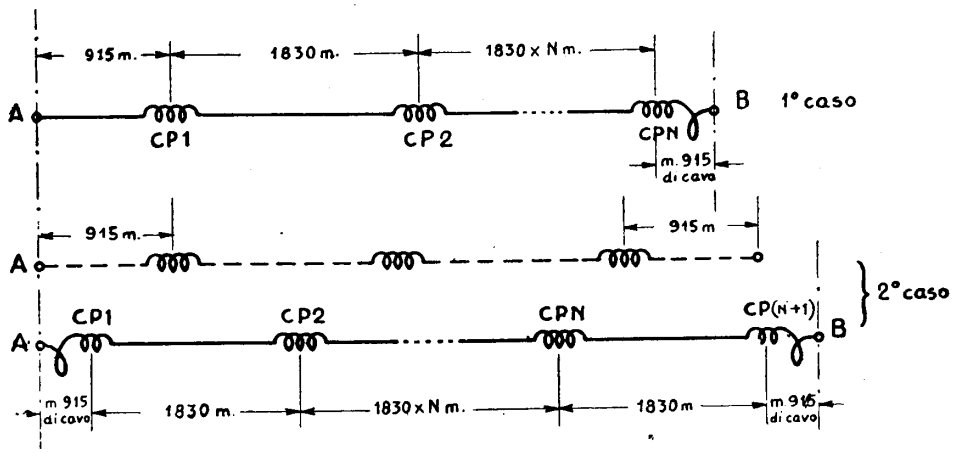


Fig. 574 – Disposizione pratica delle pupin per la formazione della mezza sezione terminale.

Per evitare quello che potrebbe apparire uno spreco di cavo, si potrebbe anche, sia nel primo che nel secondo caso, limitare la lunghezza delle mezze sezioni terminali a quella effettivamente risultante dal tracciato, salvo a completare elettricamente la mezza sezione con un quadripolo (a T od a π) calcolato in modo da equivalere alla lunghezza di cavo mancante.

Ciò può farsi, ed effettivamente si fa, in casi (che vedremo a suo tempo) diversi da quello in esame. Ma non bisogna dimenticare che l'equivalenza fra quadripolo e linea omogenea è realizzata esattamente solo alla frequenza di riferimento; a tutte le altre frequenze la differenza di impedenza nei punti di giunzione dà luogo a riflessione. E siccome un lungo circuito include numerosi punti in tali condizioni (due ad ogni stazione di amplificazione, cioè ogni 80÷150 km secondo il tipo di linea) l'effetto complessivo finisce per nuocere soverchiamente.

Sempre per considerazioni analoghe, i capitolati ufficiali (regolati sulle norme dettate dal C.C.I.F., di cui può consultarsi il Libro Bianco, edizione di Copenaghen, 1938) stabiliscono per il passo H una tolleranza del $\pm$ 2 % pel valore medio di 1830 m, con uno scarto di non più di m 10 rispetto a tale valore medio per ciascun punto pupin. È consigliabile, infine, nel tracciare la linea, di ripartire le discontinuità di lunghezza nel passo fra parecchie sezioni, in modo da ridurre al minimo le differenze fra due sezioni contigue.

Ed ora alcuni cenni di carattere costruttivo.

Nei cavi sotterrati i punti di pupinizzazione sono costituiti da camerette sotterranee in muratura o calcestruzzo, con accesso dall'esterno attraverso un chiusino, camerette che alloggiano le *casse*. Ogni cassa è formata da un involucro di lamiera che contiene tante *terne* di bobine (ogni terna è chiamata « unità » pupin) quante sono le bicoppie del cavo da pupinizzare. Le unità pupin sono collocate una sull'altra (infilate in un bastone) ed in modo che siano ridotti al minimo i pericoli di diafonia fra le une e le altre; la giunzione con le bicoppie del cavo è realizzata con un duplice breve tronco di cavo (« stub ») che esce dalla cassa. Nella giunzione delle pupin trovano scrupolosa applicazione le norme di bilanciamento che tra breve esamineremo, in modo che, a cose fatte, la diafonia di tutte le possibili combinazioni fra i circuiti sia sempre al disotto dei limiti voluti.

Ciascuna bobina è di forma toroidale, e porta avvolte numerose spire di filo isolato; il nucleo magnetico è di materiale molto permeabile (polvere di permalloy compressa con vernici isolanti).

Il valore dell'induttanza è legato alle dimensioni del nucleo (S = sezione del toro; l = sviluppo della circonferenza media) ed al numero n delle spire dell'avvolgimento, dalla relazione approssimata:

$$L = 1{,}256\ \mu'\ n^2 \frac{S}{l}\ 10^{-8} \text{ henry}$$

dove μ' è la cosiddetta *permeabilità effettiva*, quale risulta dopo i vari trattamenti di polverizzazione e compressione ai quali il materiale magnetico viene sottoposto.

Negli ultimi anni si è progressivamente ridotto — a parità di valore dell'induttanza — il volume e quindi il peso e l'ingombro delle bobine. Ciò per l'uso di materiale a sempre più elevata permeabilità, basse perdite e peso specifico relativamente modesto. Dalla polvere di ferro finemente suddivisa e quindi compressa insieme a speciali vernici si è passati alle polveri di permalloy ad altissima compressione, che dànno nuclei i quali pesano solo qualche diecina di grammi e hanno un diametro di una diecina di centimetri.

I capitolati delle varie amministrazioni, sempre sulla scorta delle raccomandazioni del C.C.I.F., prescrivono delle norme molto severe per le bobine. Elenchiamo brevemente le principali per i circuiti destinati alle sole frequenze vocali.

a) *Stabilità magnetica*: il valore dell'induttanza non deve variare nel tempo, anche a seguito di passaggio di correnti continue relativamente elevate. Si prescrive che l'induttanza non debba variare di $\pm$ 2 % a seguito del passaggio, per cinque secondi, di corrente continua compresa fra 0 e 2 ampere. Si attende, per fare la seconda misura, che siano passati almeno 5 minuti primi dal passaggio della corrente magnetizzante.

b) *Induttanza*: la misura, effettuata con c. a. di 1800 Hz — 1 mA, deve dare scarti dai valori nominali compresi entro i seguenti limiti:

bobine $\geq$ 22 mH: $\pm$ 1,5 %
» $<$ 22 » e $\geq$ 10 mH: $\pm$ 2 %
» $<$ 10. » : $\pm$ 3 %.

c) *Squilibri* nei valori *dell'induttanza* di una unità pupin (misurati come sopra): devono risultare $< 0{,}1$ % per i due conduttori di ogni circuito reale, e $< 0{,}25$ % per i due lati del circuito virtuale.

d) *Resistenza effettiva*: misurata con c. a. di 2400 Hz—1 mA, non deve superare i 175 ohm per henry.

e) *Differenza* fra *resistenza effettiva* (misurata come sopra) e *resistenza ohmica* (in corrente continua): non deve superare i 125 ohm per henry. Questa prova dà un'idea globale delle perdite nel materiale magnetico e nel rame in regime alternativo.

f) *Squilibrio* della *resistenza ohmica* (in c. c.): tra i due conduttori di un circuito reale deve essere $\leq 0{,}1$ ohm; tra i due lati di un circuito virtuale deve essere $\leq 0{,}2$ ohm.

g) *Resistenza addizionale* dovuta all'isteresi del nucleo magnetico (ad 800 Hz) non deve essere superiore al valore che risulta dalla seguente formula:

$$h \leq 12 \sqrt{L'} \text{ ohm/mA} \times \text{henry}$$

in cui L' è l'induttanza della bobina sotto misura, ed h è il valore per ogni mA di corrente di misura.

h) *Diafonia* fra gli avvolgimenti (tutte le possibili combinazioni): l'attenuazione non deve essere minore di 10 neper, con corrente alternata di 800 Hz e di almeno 5 mA.

i) *Isolamento* per ciascun avvolgimento: non minore di 15.000 MΩ, misurato con megger a 500 volt, a 15° C.

l) *Rigidità dielettrica*: 500 volt, misurata fra gli avvolgimenti contigui, e 2000 V fra gli avvolgimenti e la cassa. La tensione deve essere applicata almeno per 2 minuti primi.

I dati qui riportati possono dare una idea della esattezza di fabbricazione che si esige.

II. Fabbricazione, posa e giunzione dei cavi interurbani.

234. L'impianto di un cavo interurbano. — Le premesse teoriche che siamo venuti esaminando nel capitolo XII e nella prima parte di questo servono per spiegare i procedimenti tecnici seguiti nella costruzione di un collegamento interurbano in cavo. Devono, inoltre, essere tenute presenti le osservazioni che furono fatte al capitolo XI, n° 168 e seguenti, circa i fenomeni di diafonia ed interferenza che si presentano sulle linee interurbane per effetto della prossimità dei circuiti telefonici fra di loro e con le linee di trasporto dell'energia.

Dall'insieme di tutte le considerazioni fatte finora viene di conseguenza l'adozione di una tecnica particolare, che deve essere seguita tanto nella fabbricazione, quanto nella posa, pupinizzazione e giunzione dei cavi per collegamenti a lunga distanza, onde ottenere dei circuiti rispondenti a condizioni di gran lunga più severe

di quelle che non vengano solitamente prescritte per i semplici circuiti urbani o per quelli interurbani aerei.

La necessità di una tecnica più raffinata deriva in parte dalle difficoltà del problema in sè stesso, in parte dal fatto che i collegamenti più lunghi, fra cui quelli internazionali, risultano dall'insieme di singoli circuiti in cavo, dei quali ciascuno deve avere determinati requisiti per poter ottenere, con l'interconnessione, un collegamento soddisfacente qualunque sia la lunghezza complessiva.

Parleremo dei requisiti imposti ai circuiti completi quando avremo trattato dell'amplificazione. Per ora ci limiteremo alla parte relativa al cavo, cioè al tratto di linea compreso fra due successive stazioni di amplificazione o, in generale, ai cavi che, per la loro lunghezza relativamente piccola non hanno stazioni di amplificazione fisse associate.

La prima e principale preoccupazione è quella relativa alla diafonia fra i circuiti. Abbiamo visto che nelle linee aeree si limitano i fenomeni di diafonia e quelli di interferenza (n° 172 e seguenti) mediante gli incroci e le rotazioni, cioè scambiando la posizione relativa dei fili secondo un piano prefissato che, tenendo conto del numero dei conduttori e della lunghezza, fa sì che la somma algebrica delle f. e. m. indotte in ogni circuito dagli altri si annulli alle estremità della linea (o, meglio, venga abbassata sotto determinati limiti).

Nei cavi, l'estrema vicinanza dei conduttori aumenta grandemente l'accoppiamento induttivo; in proporzione aumenta la difficoltà di ridurre la diafonia entro limiti abbastanza piccoli da non pregiudicare l'intelligibilità. In compenso, il fatto che i conduttori sono contenuti dentro un involucro di piombo riduce i fenomeni di interferenza con le linee esterne di trasporto di energia. Questa riduzione è soprattutto sensibile nei cavi armati, provvisti cioè, sopra il piombo, di una fasciatura di fili o di nastri di ferro avvolti ad elica, poichè le correnti indotte dal campo magnetico in seno a tale armatura, dànno luogo ad un campo indiretto, intorno ai conduttori, in opposizione di fase con il campo principale, che pertanto risulta fortemente indebolito. In pratica si trova che la riduzione apportata dalla armatura è dell'ordine del 50 %, e cresce col crescere delle frequenze nella gamma telefonica ordinaria.

Il problema della riduzione della diafonia influenza la fabbricazione e la giunzione; si darà più oltre una descrizione dei procedimenti seguìti per raggiungere lo scopo.

Il secondo problema è quello dell'attenuazione. Ad esso si fa fronte con il dimensionamento, in sede di progetto, delle costanti primarie del cavo e delle bobine pupin che gli devono essere associate; e, in sede di fabbricazione e posa, con il controllo dell'uniformità delle caratteristiche teoriche. Abbiamo già visto, per le bobine pupin, un esempio delle condizioni che vengono prescritte per verificare l'uniformità di fabbricazione. Vedremo più oltre quelle relative ai cavi.

Infine, un dato importante è l'impedenza caratteristica. Anche questa dipende dalle costanti primarie, per cui il problema, in pratica, è abbinato a quello dell'attenuazione.

In conclusione, dobbiamo esaminare in qual modo si ottenga, nella fabbrica-

zione dei cavi, e nella loro posa e giunzione, l'uniformità delle caratteristiche, in modo da realizzare condizioni date di diafonia, attenuazione ed impedenza.

235. Fabbricazione dei cavi. — Ritorniamo prima di tutto ai nn[i] 168 e seguenti, nei quali sono stati svolti i concetti relativi alla diafonia ed all'interferenza; da tutto quanto è stato ivi accennato, e che in gran parte è valido per qualunque specie di circuiti, e quindi anche per quelli in cavo di cui ci occupiamo al momento, appare che, a prescindere dall'ordine di grandezza delle energie in gioco, i rimedi contro i disturbi di diafonia e di interferenza induttiva sono essenzialmente analoghi e concomitanti, e consistono nel rendere uniformi il più possibile i due conduttori per quanto si riferisce:

— alle costanti primarie;
— alla capacità verso terra;
— alla giacitura rispetto al campo elettromagnetico.

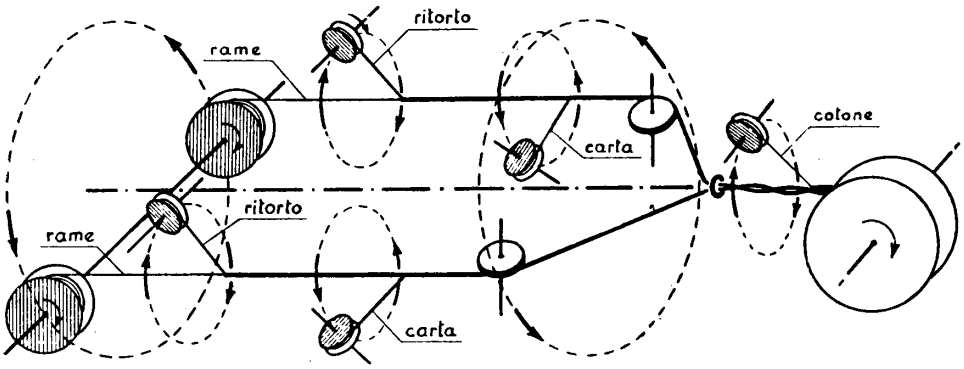


Fig. 575 – Principio di funzionamento d'una macchina per l'isolamento dei conduttori e la binatura.

La fabbricazione dei cavi ha raggiunto oggi una estrema accuratezza, per cui le singole pezzature, che dovranno andare in opera in un secondo tempo, già presentano una grande uniformità.

L'elemento di cavo interurbano è la bicoppia.

Per fare una bicoppia si comincia col prendere, da una stessa matassa di filo di rame elettrolitico del diametro stabilito, quattro spezzoni della lunghezza necessaria a raggiungere, tenuto conto della cordatura, la lunghezza della pezzatura prevista.

I quattro fili vengono preferibilmente prelevati da una medesima matassa perchè così si ha la maggior garanzia dell'uniformità dei diametri. Bastano, infatti, le microscopiche variazioni della matrice della filiera per dare una variazione del diametro dei fili trafilati in epoche diverse, tale, da arrecare una differenza di resistenza (squilibrio) non del tutto trascurabile.

Il rivestimento e l'accoppiamento dei due conduttori di una coppia può essere fatto con due operazioni successive od anche con operazioni contemporanee (isolamento e binatura). Uno dei possibili schemi della fabbricazione è indicato in fig. 575.

Due bobine svolgono il filo di rame parallelamente, ed intorno a ciascun filo ruotano delle bobine che provvedono ad avvolgere successivamente un filo di ritorto ed un nastro di carta (in senso contrario). Tutto l'insieme, poi, gira intorno all'asse di simmetria, per cui dall'estremità di quest'asse (munito di un foro calibrato o *bussola*) i due fili escono cordati con un passo che può essere regolato variando la velocità di svolgimento delle bobine e quella di rotazione della macchina, e con un diametro complessivo ben determinato.

Intorno alla coppia si esegue una legatura con filo di cotone, mediante una spirale avvolta in senso inverso alla cordatura, e di passo metà circa.

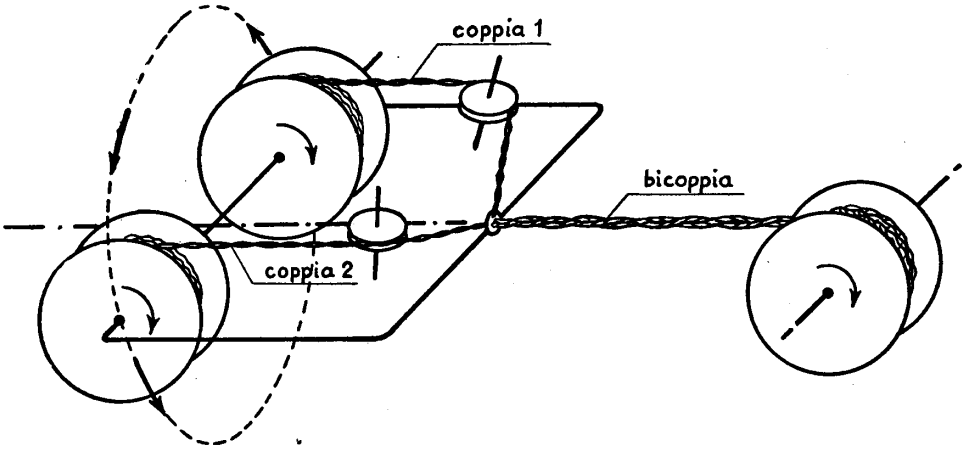


Fig. 576 – Principio di funzionamento di una macchina per la formazione delle bicoppie.

Le coppie sono contraddistinte col colore della carta. Generalmente si impiegano i segni seguenti. uguali per i due fili di ogni coppia:

= righe rosse a spazi larghi;
= » » » » stretti;
= righe azzurre a spazi larghi;
= » » » » stretti.

La bicoppia (che, come sappiamo — n° 209 — è generalmente di tipo D. M.) risulta dall'insieme di due coppie, cordate fra di loro con una macchina del tipo schematicamente disegnato in fig. 576. Per formare una bicoppia si uniscono coppie dello stesso colore, rosso od azzurro; la prima, con righe a spazi larghi, la seconda a spazi stretti. La torcitura della bicoppia può anche essere fatta da una macchina che esegue insieme la binatura delle due coppie, preventivamente avvolte con filo di cotone, e la cordatura in bicoppie.

Si procede quindi alla cordatura del cavo, che è eseguita tenendo conto della capacità complessiva che si deve raggiungere, del diametro dei conduttori e dei gruppi nei quali le bicoppie vanno ripartite ai fini del loro impiego.

È necessario, infatti, tener separati i conduttori di diametro diverso, collocandoli in strati differenti, e caratterizzare inoltre i gruppi di bicoppie destinati, nei circuiti a quattro fili (vedasi avanti, ai numeri 251÷263), a trasmettere in direzione contraria.

Il principio è quello schematizzato in fig. 577.

Si comincia, naturalmente, dal centro, che può essere formato da una o più bicoppie (mai più di tre). Nei cavi più recenti, il centro è composto di una o due coppie speciali, destinate alle trasmissioni radiofoniche, e per tale scopo separate dal resto del cavo con un avvolgimento continuo di stagnola (schermo elettrostatico) che aumenta l'attenuazione di diafonia. Gli strati hanno diametro crescente,

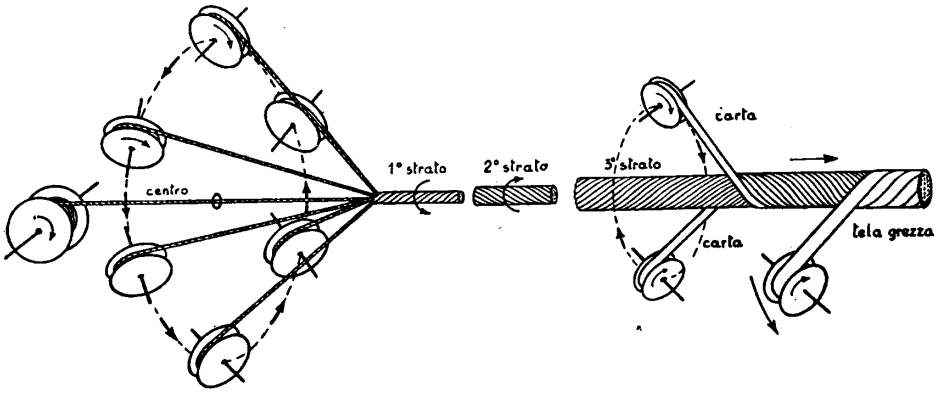


Fig. 577 – Principio di funzionamento di una macchina cordatrice.

per cui dall'uno all'altro cresce il numero delle bicoppie. Gli strati più interni sono generalmente quelli delle bicoppie di diametro maggiore (mm 1,3) destinate ai circuiti a due fili. Gli strati esterni contengono le bicoppie da 0,9 mm destinate ai circuiti a quattro fili. La separazione delle bicoppie destinate a trasmettere in direzione opposta (circuiti a 4 fili) è ottenuta sia mediante una o più bicoppie a 2 fili, dette *separatrici*, sia, più raramente, con schermi elettrostatici di stagnola.

I gruppi di bicoppie (2 fili, 4 fili di una direzione, 4 fili di direzione opposta, separatrici) sono distinti per il colore del filo di cotone di legatura (bianco, verde, ecc.).

Ogni strato viene cordato in senso opposto al precedente; sull'ultimo strato si avvolgono alcuni nastri di carta e, per completare il nucleo delle bicoppie, un nastro di tela greggia.

Velocità di cordatura, tensione dei fili mentre vengono avvolti, spessore delle carte, tutto è regolato scrupolosamente per far sì che l'uniformità dell'insieme sia la massima possibile e tale da dare il prescritto valore della capacità mutua.

Essiccato in autoclave e rivestito della guaina di piombo a mezzo di una pressa speciale, il cavo presenta per ciascun filo una quasi perfetta uguaglianza delle R, ed un'uguaglianza ottima delle L e G, già piccolissime in valore assoluto. Per effetto delle modalità di cordatura, inoltre, le posizioni delle singole coppie nello

spazio variano in modo tale che anche la capacità è notevolmente uniforme. Dato però l'elevato valore assoluto di questa costante, l'uniformità ottenuta anche con la più accurata delle fabbricazioni non è ancora soddisfacente. Piccole differenze nelle capacità mutue e nelle capacità verso terra sono ancora manifeste in ogni pezzatura e darebbero luogo a valori inammissibili della diafonia e — in condizioni di parallelismo con impianti elettrici — particolarmente gravi anche della tensione di rumore, qualora non si provvedesse a rendere ulteriormente uniforme il valore delle capacità in sede di impianto, all'atto della *giunzione* delle pezzature in opera (n° 237).

Le principali prescrizioni che vengono verificate sulle singole pezzature, all'atto del loro collaudo in fabbrica, prima dell'invio in opera per la posa, sono, secondo i capitolati dell'Amministrazione Italiana ed il C.C.I.F. (Libro Bianco, Tomo 1 bis, Copenaghen, 1936), le seguenti:

a) *Resistività del rame*: non superiore a 1,73 microohm/cm a 15° C ovvero $^1/_{58}$ di ohm per un metro di filo della sezione di 1 mm², a 20° C (questa seconda espressione è data dal C.C.I.F.). Ne derivano per la resistenza di ciascun conduttore i seguenti *valori massimi* (sempre a 15° C):

conduttore	da 0,9 mm:	28,3	ohm/km
»	» 1,3 »	13,55	»

ed i seguenti *valori medi* per ogni gruppo di conduttori del medesimo diametro:

conduttore	da 0,9 mm:	27,5	ohm/km
»	» 1,3 »	13,16	»

Per questi valori sono però ammesse tolleranze variabili dall'1 % al 7 % in più, procedendo dal centro verso gli strati esterni del cavo, per tener conto delle maggiori lunghezze di cordatura.

b) *Sbilancio di resistenza*: fra i due conduttori di ogni coppia: non maggiore dell'1 % della resistenza del doppino (cioè della resistenza dei due conduttori misurata in serie). Per il corrispondente circuito virtuale lo sbilancio non deve superare il 2 %.

NB. – Il coefficiente di temperatura per le misure di resistenza rame viene fissato in 0,0043 per grado centigrado, a 20° C; il C.C.I.F. fissa il valore 0,00393 a 15° C.

c) *Resistenza di isolamento*, misurata fra ciascun conduttore e l'insieme di tutti gli altri collegati al tubo di piombo (a sua volta messo a terra), con una f. e. m. di almeno 300 volt (positiva o negativa), dopo un minuto primo di elettrizzazione: deve risultare non minore di 10.000 MΩ/km a 15° C.

d) *Capacità mutua* (detta anche «effettiva»): la misura va effettuata con corrente alternata 800 Hz, alla temperatura di 15° C, fra i due conduttori di ciascuna coppia, mentre tutti gli altri conduttori, collegati insieme, sono messi a terra, e deve risultare di 0,0385 μF/km. Tolleranza ammessa: il 5 % in più o meno per il 90 %

delle pezzature; l'8 % in più o meno per il restante 10 %; entro ogni pezzatura ed ogni gruppo di bicoppie dello stesso tipo, rispetto alla capacità media del gruppo, lo scarto medio non deve superare il 3 % e quello massimo il 10 %.

La media delle capacità mutue per i circuiti virtuali di ogni gruppo non deve differire di ± il 5 % dal valore ottenuto moltiplicando il valore medio delle capacità mutue dei circuiti reali componenti per il coefficiente 1,6 (per il significato di *capacità mutua* vedasi il n° 216).

e) *Conduttanza mutua*: misurata come rapporto fra la corrente ad 800 Hz nei due conduttori isolati di una coppia, mentre tutti gli altri sono collegati insieme e alla terra, e la tensione applicata, non deve superare i 0,9 μmho/km (a 15° C). Ci si può anche riferire alla «costante di perditanza» (perditanza è sinonimo di conduttanza fra due conduttori isolati), definita come il rapporto

$$\frac{G}{\omega C}$$

con $\omega = 2\pi f$, misurando sempre G e C ad 800 Hz. C è la capacità mutua.

La costante non deve risultare superiore a 0,005.

f) *Sbilanci di capacità*: rappresentano la più importante misura di collaudo prima della posa e giunzione; i valori massimi ammessi, misurati ad 800 Hz e su pezzature di m 230 di lunghezza, sono:

	Valore medio in micromicrofarad	Valore massimo in micromicrofarad
I) Sbilancio fra circuiti nella bicoppia:		
a) reale-reale	40	150
b) virtuale-reali	75	375
II) Sbilancio fra circuiti di bicoppie diverse:		
c) virtuale-virtuale	40	170
d) virtuale-reale di bicoppie adiacenti di uno stesso strato	40	170
e) fra circuiti a 4 fili di direzione opposta, non adiacenti	—	20
III) Sbilancio verso terra:		
f) reale-terra	150	600
g) virtuale-terra	300	1200

Per le pezzature di lunghezza diversa, i valori di cui sopra vanno corretti moltiplicandoli per un fattore pari alla radice quadrata del rapporto fra la lunghezza stessa e 230.

Circa il significato e la misura degli sbilanci di capacità, l'argomento verrà trattato per esteso fra breve.

Tralasciamo altre condizioni di minore importanza.

236. Posa dei cavi interurbani. — Le pezzature di cavo, dopo il collaudo, vengono spedite a piè d'opera per la posa lungo il tracciato stabilito. Intanto è già stata eseguita la sede del cavo, e cioè l'insieme di tutte le opere civili che servono ad accogliere e proteggere il cavo stesso e le cassette pupin. L'invio delle pezzature non viene compiuto a caso, ma nel destinarne la posizione viene tenuto conto del valore medio delle capacità determinato nel collaudo in fabbrica, allo scopo di facilitare al massimo le operazioni successive di bilanciamento.

Sulla descrizione dei lavori civili per la sede del cavo interurbano non ci dilunghiamo. Si tratta, infatti, di lavori molto simili a quelli descritti a proposito della posa dei cavi urbani; altrettanto dicasi per la costruzione delle camerette, da eseguirsi nei punti determinati con le considerazioni del n° 233.

Anche per la protezione dei cavi interurbani contro la corrosione elettrolitica rimandiamo al capitolo X (n° 151 a 154).

237. Bilanciamento e giunzione dei cavi interurbani. — L'insieme delle operazioni da compiere, all'atto della giunzione, per rendere uniformi i valori delle capacità, prende il nome di *bilanciamento.*

Le operazioni si svolgono nel seguente modo:

Una sezione di *bilanciamento* (coincidente con quella di pupinizzazione), lunga 1830 m circa, viene divisa in 8 tronchi, della medesima lunghezza (fig. 578), di m 230. È questa, pertanto, la normale lunghezza delle pezzature di cavo interurbano.

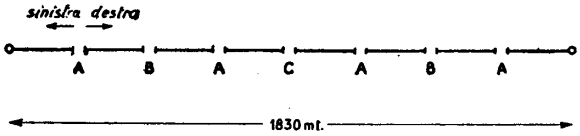


Fig. 578 – Sezione di bilanciamento.

Poichè non sempre la grossezza del cavo consente di approntare in fabbrica pezzature lunghe m 230, si fa in modo che, nei casi di impossibilità, le pezzature siano di m 115 circa, e prima del bilanciamento si eseguono dei giunti diritti, riunendo i conduttori corrispondenti del cavo senza alcuna operazione preliminare.

In definitiva, restano 7 giunti da eseguire per ogni sezione, agli effetti del bilanciamento.

I giunti chiamati *A* si eseguono dopo aver compiuto, dalle due testate del cavo verso sinistra e verso destra, delle misure degli sbilanci di capacità verso terra, con il procedimento che vedremo tra poco.

In base al risultato delle misure si giuntano i fili in un certo ordine, stabilito in modo che la sezione risulterà, dopo l'esecuzione dei giunti *A*, composta di quattro tronconi, in ciascuno dei quali la capacità deve essere più uniforme di quanto non lo fosse nelle pezzature del cavo in fabbrica.

Si passa indi ai 2 giunti *B*, sempre procedendo allo stesso modo, ma tenendo

conto degli sbilanci fra conduttori; ed infine al giunto centrale C, che perfeziona il bilanciamento dell'intera sezione.

Le misure di sbilancio si eseguono nel seguente modo.

Si prendono le bicoppie nell'ordine in cui sono cordate (ben determinato dal colore del cotone che contrassegna, in ogni strato del cavo, la bicoppia dalla quale si deve cominciare a contare) e, una dopo l'altra, si collegano ai quattro morsetti di uno speciale apparecchio, denominato appunto « apparecchio per la misura degli sbilanci di capacità ».

L'apparecchio non è altro che un dispositivo a ponte, il quale mediante lo spostamento di alcune chiavi commutatrici permette di misurare:

— lo sbilancio di capacità mutua fra le due coppie (sbilancio reale A - reale B) di una bicoppia;

— lo sbilancio di capacità fra ciascuna delle coppie ed il circuito virtuale (sbilancio virtuale - reale A e virtuale - reale B);

— lo sbilancio della capacità di ciascuna delle coppie verso terra (reale A - terra e reale B - terra).

— lo sbilancio del virtuale verso la terra.

Esaminiamo uno per uno i vari casi.

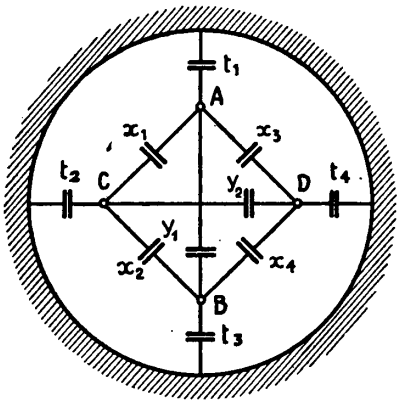


Fig. 579 - Schema delle capacità parziali in una bicoppia.

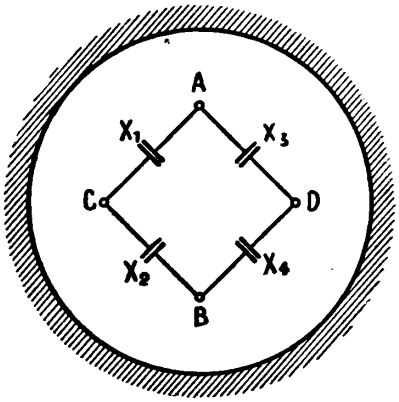


Fig. 580 - Schema delle capacità mutue in una bicoppia.

a) *Sbilancio reale-reale.* — Nella fig. 579 è ripetuto lo schema (fig. 554) delle capacità parziali della bicoppia, nell'ipotesi che le capacità stesse presentino delle lievi differenze fra di loro.

Sostituendo le capacità parziali con quelle mutue (che il C.C.I.F. chiama « effettive »), possiamo considerare, in luogo dello schema di cui sopra, uno schema semplificato (fig. 580); ciascuna X rappresenta il valore della capacità fra fili contigui quale verrebbe effettivamente misurata con un ponte di capacità, ed è funzione delle singole capacità parziali. È evidente che sono gli sbilanci fra le quattro

X che interessano dal punto di vista della trasmissione. Solo quando le quattro X sono coincidenti si è ottenuto il bilanciamento della bicoppia. Poichè infatti i quattro conduttori A, B, C, D stanno rispetto alle quattro capacità X come i vertici di un ponte, l'equilibrio nel ponte stesso si avrebbe a condizione che:

$$\frac{X_1}{X_2} = \frac{X_3}{X_4}$$

od anche

$$\frac{X_1 - X_2}{X_2} = \frac{X_3 - X_4}{X_4}.$$

Ora, i quattro valori X sono per presupposto assai prossimi fra di loro; quindi, senza apprezzabile errore, possiamo porre (trascurando i denominatori)

$$X_1 - X_2 = X_3 - X_4$$

od anche

$$X_1 + X_4 = X_3 + X_2.$$

Quando questa eguaglianza non si verifica, dicesi che vi è *squilibrio* tra il circuito reale A-B ed il circuito reale C-D.

Lo squilibrio è misurato dalla differenza fra i due membri, detta anche *fattore di accoppiamento*

$$f = (X_1 + X_4) - (X_3 + X_2).$$

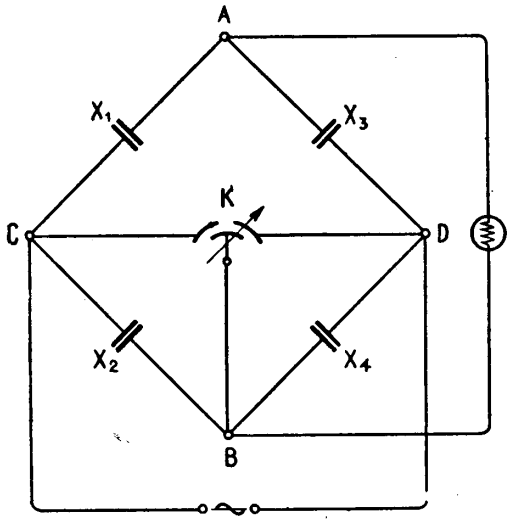


Fig. 581 – Schema di misura degli squilibri di capacità fra due reali.

La misura di f viene fatta nel seguente modo:

I morsetti A-B-C-D sono collegati (fig. 581: schema dell'apparecchio nella disposizione per la misura *reale-reale*) ai quattro fili omonimi. Fra A e B è inserito un telefono, tra C e D una sorgente di f. e. m. alternata (generalmente un miscuglio di frequenze di composizione prossima a quella della voce, ottenuto mediante un ronzatore). Inoltre un *condensatore differenziale*, a tre armature, può, mediante la rotazione di una manopola, aggiungere una piccola capacità K verso sinistra $(X_2 + K)$ o verso destra $(X_4 + K)$.

Se la (237-1) non è scrupolo-

samente verificata nella bicoppia, ciò è dovuto alle piccole differenze tra le quattro X. L'aggiunta di K verso sinistra o verso destra è tale da compensare queste differenze, e la perfetta compensazione è testimoniata dal silenzio nel ricevitore.

Al valore di K *letto* sul tamburo graduato del condensatore (ed espresso in $\mu\mu$F) si attribuisce il segno *positivo*, per convenzione, se la rotazione, essendo i fili collegati ai morsetti omonimi, è verso sinistra, *negativo* se invece è verso destra.

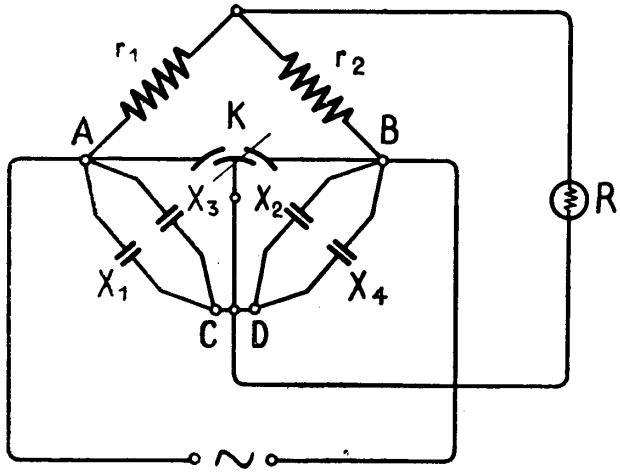


Fig. 582.

Schema di misura degli squilibri di capacità fra virtuale e reale A.

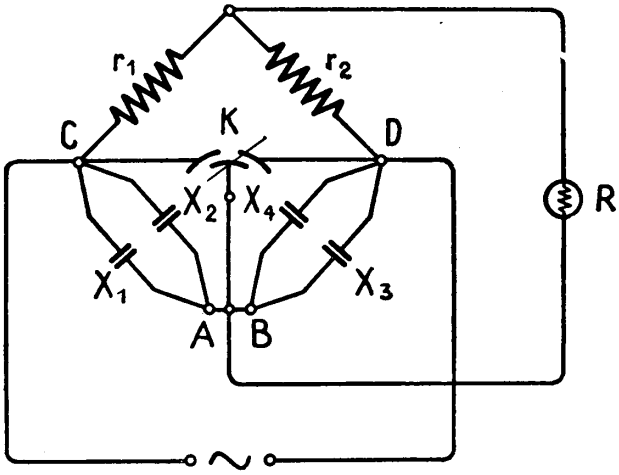


Fig. 583.

Schema di misura degli squilibri di capacità fra virtuale e reale B.

b) *Sbilancio virtuale-reale.* — Il circuito virtuale si serve dei due fili di ciascuna coppia messi in parallelo. Lo spostamento di una chiave commutatrice stabilisce (senza che occorra spostare i fili dai quattro morsetti dell'apparecchio) le connessioni necessarie nell'interno per realizzare il circuito a ponte della fig. 582 (misura virtuale-reale A) e della fig. 583 (virtuale-reale B). Il ponte è completato con due resistenze addizionali uguali, r_1 ed r_2.

Si vede dalle figure che lo sbilancio *virtuale-reale* A è dato da:

$$g = (X_1 + X_3) - (X_2 + X_4) \tag{237-2}$$

e quello *virtuale-reale* B da

$$h = (X_1 + X_2) - (X_3 + X_4) \tag{237-3}$$

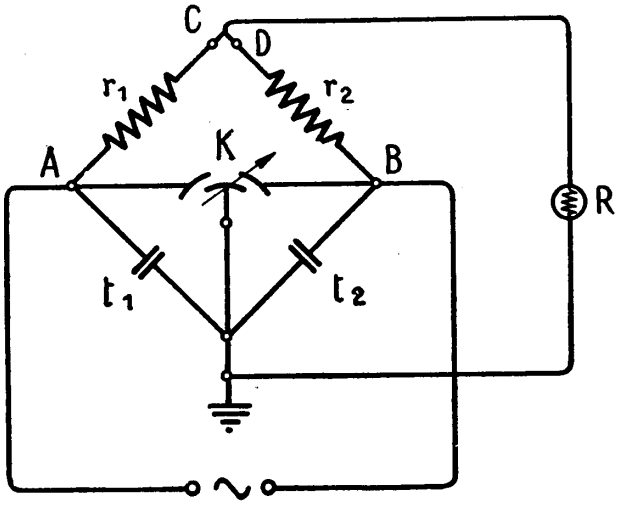


Fig. 584.

Schema di misura degli squilibri di capacità fra reale A e terra.

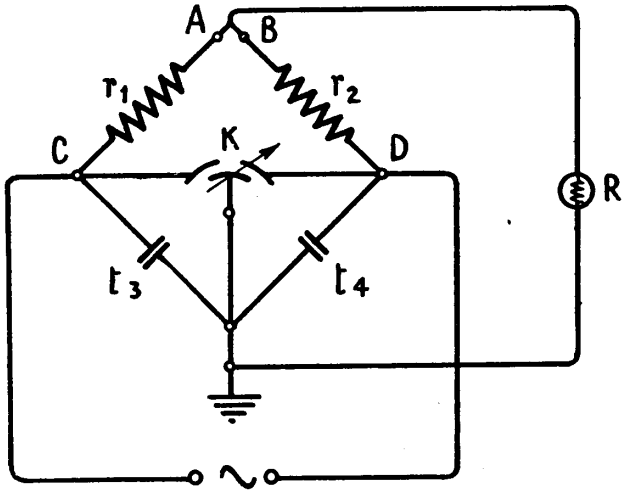


Fig. 585.

Schema di misura degli squilibri di capacità fra reale B e terra.

Entrambi sono misurati dal valore K della capacità letta sul tamburo del condensatore differenziale quando si sia ottenuto il silenzio del ricevitore, ed avranno segno + o segno — a seconda del *verso* di rotazione (a sinistra o a destra) rispetto alla posizione mediana.

c) *Sbilancio reale-terra.* — Sempre senza che sia necessario toccare i morsetti esterni e col morsetto T collegato ad una terra (guaina del cavo), con una nuova posizione delle chiavi di commutazione l'apparecchio realizza gli schemi delle figg. 584-585, che ormai non occorre illustrare.

Anche in questo caso, la lettura K dà la misura dello sbilancio (per convenzione positivo o negativo) della capacità singola dei conduttori rispetto alla terra.

d) *Sbilancio virtuale-terra.* — Infine, un'ultima posizione delle chiavi di commutazione realizza il circuito della fig. 586, ed il valore di K letto al silenzio nel ricevitore dà la misura dello sbilancio virtuale-terra.

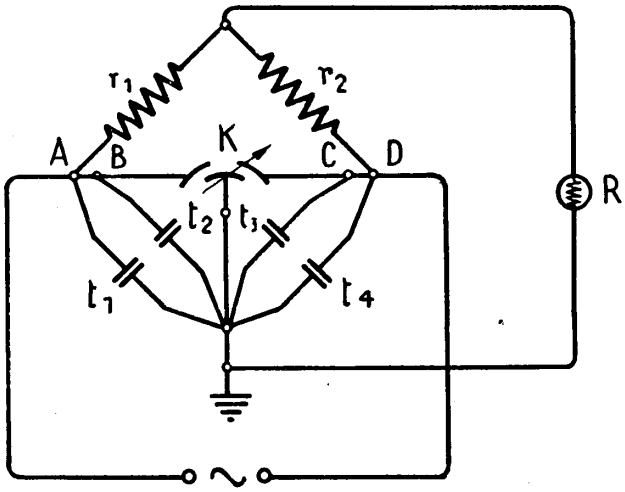


Fig. 586 – Schema di misura degli squilibri di capacità fra virtuale e terra.

Riassumendo, su ogni bicoppia possono essere compiute 6 letture di K (positive o negative), corrispondenti ai valori dello sbilancio fra:

— reale e reale;
— virtuale e reale A;
— virtuale e reale B;
— reale A verso terra;
— reale B verso terra;
— virtuale verso terra.

Queste letture — col segno che loro compete — vengono registrate in apposito modulo (del tipo qui sotto indicato) ordinatamente per le bicoppie successive (nel modulo, per semplicità, abbiamo indicato solo le letture fra circuiti, trascurando quelle rispetto alla terra).

Modulo per la selezione delle bicoppie nella giunzione.

Prospetto degli squilibri di capacità

Sezione di pupinizzazione n° ..... Sezione di amplificazione .....
Giunto di prova tipo ... n° ..... Gruppo delle bicoppie .....

Testa del cavo verso Est				Testa del cavo verso Ovest			Squilibrio risultante		Testa del cavo verso Ovest		
Bcp n°	Squilibrio (lettura in μμF)		Schema della connessione attuata	Squilibrio (lettura in μμF)		Bcp n°	Calcolato	Misurato	Squilibrio (lettura in μμF)		Bcp n°
1	2		3	4		5	6	7	8		9
	V/R_A	....		....	V/R_A		....	....	....	V/R_A	
1	R_A/R_B	....		....	R_A/R_B	..	....	....	....	R_A/R_B	1
	V/R_B	....		....	V/R_B		....	....	....	V/R_B	

Le corrispondenti letture, nello stesso ordine, vengono eseguite sia alla testa dello spezzone di sinistra che alla testa dello spezzone di destra, cioè alle due teste che debbono essere giuntate. Nel modulo, alla bicoppia n° 1, p. es., corrispondono, da un lato (colonna 2), le letture della testa di sinistra (est) e dall'altro — a fronte (col. 8) — quelle della testa di destra (ovest). Le colonne 4 e 5 sono riservate alla coppia che verrà scelta per bilanciare la coppia 1; la colonna 3, allo schema di giunzione adottato; le colonne 6 e 7, al confronto teorico-sperimentale del bilanciamento ottenuto (vedi avanti).

Ora, tutte queste letture hanno l'unico scopo di condurre ad un *ordine* nella giunzione dei fili, tale da *compensare*, come sappiamo, i valori dello sbilancio.

Ecco come, in base alle letture fatte, si può determinare quest'ordine.

Prescindendo — come si fa nei giunti B — dagli sbilanci contro terra, le tre letture R_A/R_B; V/R_A; e V/R_B possono avere ciascuna segno + o —, secondo una qualsiasi delle seguenti combinazioni:

		Virtuale-Reale A	Virtuale-Reale B	Reale A-Reale B
Classe I	1)	+	+	+
	2)	+	—	—
	3)	—	+	—
	4)	—	—	+
Classe II	1)	—	—	—
	2)	—	+	+
	3)	+	—	+
	4)	+	+	—

Poichè in pratica gli sbilanci più forti sono quelli virtuale-reale, è di questi che innanzi tutto ci si preoccupa.

Si comincia, perciò, con la prima terna di letture verso sinistra e, scorrendo le terne di letture verso destra, si *sceglie* quale fra le bicoppie debba essere collegata a quella di sinistra, basandosi sui seguenti criteri:

— *due bicoppie vanno giuntate se presentano sbilanci di grandezza simile e di segno contrario;*

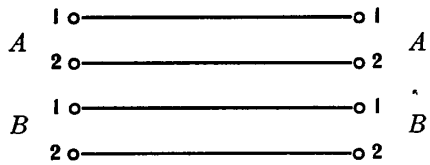
— *due bicoppie vanno giuntate cercando di ridurre simultaneamente tutti e tre i valori degli sbilanci;*

— *quando ciò non si possa si deve ridurre soprattutto gli sbilanci virtuale-reale.*

Con riferimento alla tabella dei segni che precede le bicoppie che presentano segni delle letture appartenenti a classe diversa, e che hanno lo stesso numero d'ordine [per esempio: I 1) e II 1): *tre* + *e tre* —; I 3) e II 3): *segni alternati*: — + — e + — +; e così via] si possono giuntare *diritte*, e cioè:

coppia *A* con coppia *A*; filo *1* con filo *1*; filo *2* con filo *2*;
coppia *B* con coppia *B*; filo *1* con filo *1*; filo *2* con filo *2*;

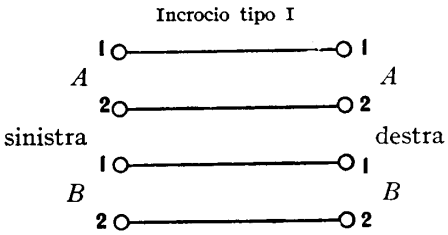
secondo il seguente schema:



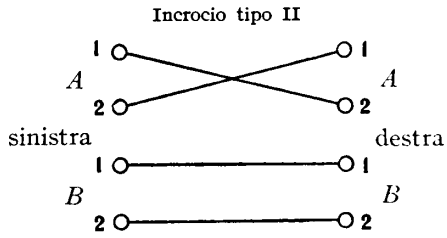
Quando le bicoppie presentano segni delle letture appartenenti a classe diversa, e anche di differente numero d'ordine [per es.: I 1) e II 2): + + + e — + +; I 2) e II 4): + — — e + + —; e così via] possono ancora essere giuntate in modo che tutti e tre gli sbilanci siano ridotti, come per il caso precedente, *ma occorre eseguire degli incroci fra i fili.*

Quando, infine, le bicoppie presentano segni delle letture appartenenti alla medesima classe, possono, con opportuni incroci, ottenersi le riduzioni solo per due dei tre valori dello sbilancio.

Gli incroci possibili risultano dai seguenti grafici:

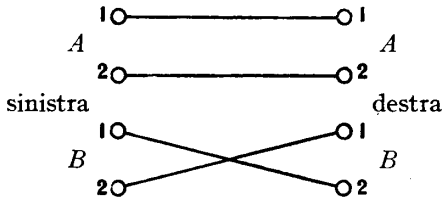


Diritto



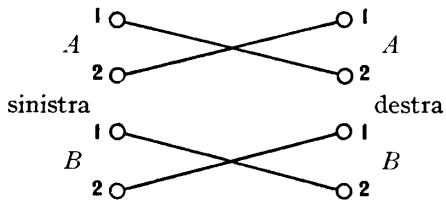
Incrocio dei fili A
(cambia il segno di *R-R*; di *V-R*$_A$ e di *R*$_A$-terra).

Incrocio tipo III



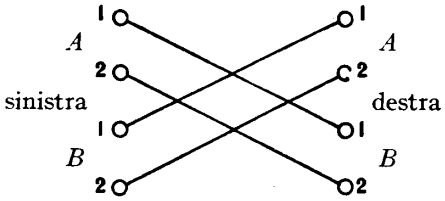
Incrocio dei fili B
(cambia il segno di *R-R*, di *V-R*$_B$ e di *R*$_B$-terra).

Incrocio tipo IV



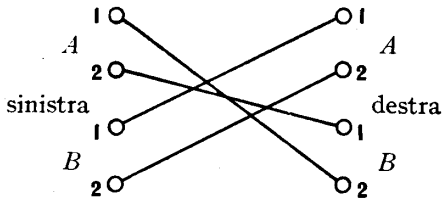
Incrocio dei fili di A e B
(cambia il segno delle due *V-R* e delle due *R*-terra).

Incrocio tipo V



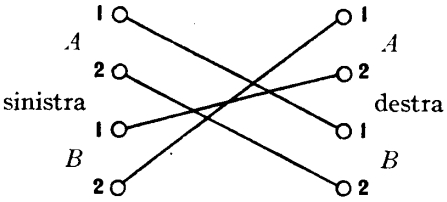
Incrocio di A con B
(cambia il segno del *V*-terra).

Incrocio tipo VI



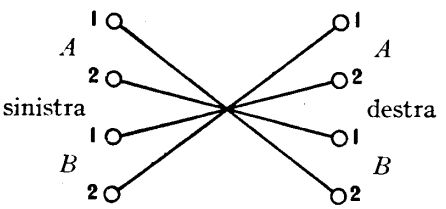
Incrocio di A con B ed incrocio dei fili della coppia A
(cambia il segno di *R-R*, di *V-R*$_A$ di *R*$_A$-terra e di *V*-terra).

Incrocio tipo VII



Incrocio di A con B ed incrocio dei fili della coppia B
(cambia il segno di *R-R*, di *V-R*$_B$, di *R*$_B$-terra e di *V*-terra).

Incrocio tipo VIII



Incrocio di A con B ed incrocio dei fili delle due coppie
(cambiano tutti i segni, escluso il *R-R*).

Perciò, trovata a destra una terna di *valori assoluti* prossimi a quelli della prima bicoppia, l'operatore confronta i segni: se le due terne appartengono a classe diversa, esse vanno giuntate eseguendo, se del caso, gli incroci opportuni per riportare gli sbilanci allo stesso numero d'ordine. A tal fine è d'aiuto la seguente tabella (desunta dai grafici precedenti):

Il tipo di incrocio indicato sopra ogni colonna cambia la combinazione di segni della 1ª *colonna in quella segnata nella corrispondente colonna, ed inverte il segno dello sbilancio verso terra contrassegnato da un punto nero.*

Tipo di incrocio		I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
Classe I	1)	1	3	2	4	1	3	2	4
	2)	2	4	1	3	2	4	1	3
	3)	3	1	4	2	3	1	4	2
	4)	4	2	3	1	4	2	3	1
Classe II	1)	1	3	2	4	1	3	2	4
	2)	2	4	1	3	2	4	1	3
	3)	3	1	4	2	3	1	4	2
	4)	4	2	3	1	4	2	3	1
R_A-terra ...			●		●		●		●
R_B-terra ...				●	●			●	●
V-terra ...						●	●	●	●

Con ciò i tre sbilanci V-R_A, V-R_B, R-R verranno compensati più o meno; l'uso dei tipi di incroci da V ad VIII piuttosto che quello dei tipi da I a IV (equivalente ai fini del cambio dei segni per gli sbilanci fra circuiti) permette di fare una correzione anche degli sbilanci virtuale-terra.

Infine, se le due terne di valori assoluti prossimi presentano segni appartenenti alla medesima classe, occorre accontentarsi di bilanciare due valori su tre, procurando, con la scelta di un opportuno tipo di incrocio, di bilanciare contemporaneamente, il più possibile, gli sbilanci verso terra.

Eseguite le giunzioni con la regola che lo studio precedente, effettuato giunto per giunto, avrà determinato, si otterrà di massima per il tronco giuntato un valore complessivo dello sbilancio *minore*, in valore assoluto, di quello degli sbilanci singoli.

Di questo passo, è evidente che, di giunto in giunto, l'intera sezione pupin risulterà bilanciata assai meglio di quanto non lo fossero, ad onta di tutti gli accorgimenti costruttivi, le singole pezzature.

Occorre una grande pratica, data dall'esercizio, per procedere alla selezione delle bicoppie con la dovuta esattezza e velocità. Il metodo (brevetto Standard

SBILANCI DI CAPACITÀ

S. P. N° *22* Punto di prova *B* Gruppo *Rosso*

Verso *Trento*			Verso *Bolzano*		Sbilancio risultante		Verso *Bolzano*	
Bicoppia	Sbilancio	Diagramma di giunz.	Sbilancio	Bicoppia	Calcolato	Osserv.	Sbilancio	Bicoppia
1	0 — 10 — 5	L — L C — C L — L C — C	— 5 + 5 + 5	3	5 5 0	5 5 5	+ 5 + 5 + 70	1
2	— 10 — 15 — 55	L — L C — C L — L C — C	— 5 — 20 + 45	4	5 5 10	0 5 5	+ 15 + 25 — 20	2
3	— 15 — 50 — 15	L — L C — C L — L C — C	+ 10 — 35 — 10	5	5 15 5	0 10 5	— 5 + 5 + 5	3
4	— 20 — 5 — 15	L — L C — C L — L C — C	— 10 + 5 + 20	13	0 10 5	5 5 5	— 5 — 20 + 45	4
5	— 25 — 5 — 20	L — L C — C L — L C — C	— 15 + 5 + 20	16	5 10 5	5 0 0	— 10 + 35 — 10	5
6	— 5 + 25 — 10	L — L C — C L — L C — C	— 20 — 15 0	7	5 10 10	10 15 10	+ 15 + 10 + 10	6
7	— 15 + 5 — 30	L — L C — C L — L C — C	+ 5 + 5 — 35	9	10 0 5	10 0 5	— 20 — 15 0	7
8	0 — 10 — 40	L — L C — C L — L C — C	— 40 0 0	11	0 10 0	5 5 10	— 15 — 25 + 25	8

SBILANCI DI CAPACITÀ

S. P. N° *22* Punto di prova *B* Gruppo *Rosso*

Verso *Trento*			Verso *Bolzano*		Sbilancio risultante		Verso *Bolzano*	
Bicoppia	Sbilancio	Diagrammi di giunz.	Sbilancio	Bicoppia	Calcolato	Osserv.	Sbilancio	Bicoppia
9	— 25 — 10 — 30	L — L C — C L — L C — C	+ 15 — 5 + 20	15	10 15 10	10 15 5	+ 5 + 5 — 35	9
10	+ 15 0 — 15	L — L C — C L — L C — C	+ 15 + 10 + 10	6	0 10 5	5 15 5	+ 5 + 5 — 20	10
11	— 70 — 5 — 5	L — L C — C L — L C — C	+ 5 + 5 + 70	1	0 0 0	0 0 5	+ 40 0 0	11
12	— 30 + 35 + 15	L — L C — C L — L C — C	— 15 — 25 + 25	8	5 10 0	10 10 5	— 5 — 10 0	12
13	+ 15 — 10 — 10	L — L C — C L — L C — C	+ 5 + 5 — 20	10	5 5 5	10 10 10	— 10 + 5 + 20	13
14	— 30 + 20 — 15	L — L C — C L — L C — C	+ 15 + 25 — 20	2	10 5 0	10 0 0	+ 10 — 10 — 5	14
15	— 10 + 20 — 10	L — L C — C L — L C — C	— 5 — 10 0	12	5 10 10	5 10 10	+ 15 — 5 + 20	15
16	+ 10 + 15 0	L — L C — C L — L C — C	+ 10 — 10 — 5	14	0 5 5	0 5 0	— 15 + 5 + 20	16

Electric Co.) adottato generalmente in Italia per i cavi al di sopra di una certa potenzialità, è assai conveniente perchè il cavo viene reso uniforme senza alcuna modifica sostanziale.

Per chiarire le idee, riportiamo a titolo di esempio un modulo di prova sbilanci di capacità su di un giunto *B* di un cavo con piccolo numero di bicoppie (cavo Trento-Bolzano, installato dalla Sirti).

Le letture alla testa verso Trento sono riportate, a fianco al numero d'ordine di ciascuna bicoppia, nella 2ª colonna. Sono segnati ordinatamente, e col segno indicato dallo strumento, gli sbilanci: R_A-V, R-R, R_B-V. Le letture fatte sulla testa del cavo verso Bolzano sono riportate nella penultima colonna, a fianco del numero d'ordine.

L'operatore ha poi eseguito, con i criteri prima esposti, la selezione delle bicoppie, scegliendo per ciascuna il tipo di incrocio più adatto, segnato nella colonna 3ª; e nelle colonne 4ª e 5ª ha trascritto i valori di sbilancio, riportandoli dalla penultima.

Infine, tenendo conto del cambiamento di segni dovuto al tipo di incrocio scelto, nella colonna 6ª sono stati scritti i valori teorici di sbilancio risultante, ottenuti per somma algebrica da quelli delle colonne 2ª e 4ª (questi ultimi, se del caso, cambiati di segno).

Scorrendo tali valori di colonna 6ª si ha un'idea del risultato concreto dell'operazione: infatti gli sbilanci risultano ridotti in complesso a valori più uniformi, e compresi fra 0 e $\pm$ 15, mentre le letture iniziali (colonne 2ª e penultima) davano valori massimi di sbilancio fino a $\pm$ 70.

Una misura di prova, eseguita a giunzione avvenuta (i cui valori sono riportati in colonna 7ª) conferma l'esattezza dei valori calcolati, salvo lievi scostamenti.

Secondo un altro metodo — usato in Germania — dopo l'esecuzione delle misure, anzichè cercare di giuntare le coppie con la cernita descritta, si giuntano tutti i fili *diritti*: la compensazione degli sbilanci è ottenuta saldando in derivazione ed in posizione adatta fra i vari fili, dei piccoli condensatori aggiuntivi, del valore riscontrato nella misura, e quindi atti a neutralizzare lo sbilancio. Si tenga presente che gli sbilanci sono dell'ordine massimo di una o poche centinaia di $\mu\mu$F, ed in media di qualche diecina di $\mu\mu$F, perciò piccolissimi risultano i condensatori necessari. Essi trovano alloggio intorno ai conduttori, entro la muffola del giunto.

Un'ulteriore correzione degli sbilanci viene fatta all'atto della giunzione dei tronchi di cavo alle casse Pupin; ed un'altra finale viene eventualmente fatta sul giunto centrale di un'intera tratta di amplificazione (« giunto selettivo »). In questi giunti si tiene rigoroso conto anche delle capacità verso terra, e si procura di compensare gli eventuali sbilanci residui anche a mezzo di condensatori.

Noi non ci dilungheremo ulteriormente nella descrizione di questa tecnica, della quale abbiamo soltanto voluto fornire gli elementi necessari per la comprensione dei metodi comunemente seguiti.

Aggiungeremo solo, per quanto si riferisce al lato tecnologico della giunzione, che le cure già descritte a proposito della giunzione urbana, vengono accresciute durante l'esecuzione dei giunti interurbani, pur restando simile la tecnica. Inoltre

di solito i giunti interurbani vengono saldati a stagno dopo l'esecuzione del tortiglione dei due fili, e ciò per garantire la perfetta continuità elettrica ed evitare sbilanci di resistenza a giunti finiti.

Il giunto, eseguita la giunzione e previa miscelatura con paraffina, viene ricoperto con nastro di tela e con muffola di piombo e l'armatura (quando si tratti di cavo armato in trincea) viene ripristinata mediante muffola di ghisa riempita di miscela bituminosa.

Il giunto della cassa pupin viene sistemato lungo la parete della cameretta.

238. Caratteristiche elettriche di una sezione di amplificazione di cavo interurbano. — Le prescrizioni verificate sulle casse pupin (n° 233), quelle imposte alle pezzature di cavo in fabbrica (n° 235) ed i procedimenti di bilanciamento e giunzione tendono allo scopo finale di attuare, sull'intera sezione di cavo compresa fra due stazioni amplificatrici, determinate caratteristiche elettriche che garantiscano una trasmissione del voluto grado di qualità.

Riassumiamo brevemente le principali prescrizioni che fanno oggetto del collaudo finale su di una sezione di cavo pupinizzato (secondo i capitolati della Rete Nazionale, ed il C.C.I.F.).

a) *Sbilanci di resistenza fra conduttori di coppie qualsiasi*: non devono superare, in corrente continua:

3 ohm per i conduttori da 0,9 mm;
2 » per i conduttori da 1,3 mm;
4 » per i 2 conduttori di una coppia da 0,9 mm messi in parallelo;
3 » per i 2 conduttori di una coppia da 1,3 mm messi in parallelo.

b) *Resistenza di isolamento*: misurata fra le estremità del cavo, tenute isolate, con tensione di almeno 300 V e non superiore a 600 V, dopo elettrizzazione di 1 minuto primo, a 15° C, non deve essere minore di 10.000 MΩ/km.

c) *Diafonia*: l'attenuazione di diafonia misurata con un sistema ad udito od obbiettivo, con i circuiti terminati sull'impedenza immagine (n° 213), non deve essere inferiore ai seguenti valori minimi:

1) Para- o telediafonia fra tutte le combinazioni di circuiti *a due fili* (cioè impiegati per la trasmissione nei due sensi), reali e virtuali, d'una medesima bicoppia o di bicoppie diverse:

8,5 neper (74 dbel).

2) Paradiafonia fra circuiti a quattro fili (cioè impiegati per la trasmissione in un sol senso), di senso di conversazione opposto:

9,5 neper (83 dbel).

3) Telediafonia fra circuiti a quattro fili, del medesimo senso di conversazione:

9,5 neper (83 dbel).

d) *La frequenza di taglio e la costante di attenuazione* non devono superare i valori stabiliti per ogni tipo di circuito, e di cui i tipi normali sono indicati nella tabella del n° 233.

e) Circa l'*impedenza caratteristica*, poichè il valore di questa grandezza è collegato a quello delle linee artificiali, accenneremo alle prescrizioni relative quando parleremo delle stazioni amplificatrici e delle condizioni imposte ai collegamenti interurbani considerati nel loro insieme.

III. Cavi con circuiti portanti alte frequenze.

239. Cavi a bicoppie. — Le stesse necessità economiche che hanno diffuso l'impiego delle apparecchiature a correnti vettrici sulle linee aeree, hanno, negli ultimi anni prima della guerra, imposto lo studio di cavi adatti alla trasmissione di una banda di frequenze più estesa di quella ordinaria.

Questo problema si associa a quello di realizzare circuiti nei quali la velocità di propagazione, sia più alta di quella, relativamente bassa, dei circuiti pupinizzati, e ciò per diminuire i fenomeni d'eco nei collegamenti di maggiore lunghezza, per i quali il tempo di propagazione supera il limite di 250 millisec fissato dal C.C.I.F. (n° 262).

Abbiamo visto che nelle linee aeree il problema si concentra nella ricerca di metodi di posa dei conduttori atti a rendere uniformi le caratteristiche elettriche e, di conseguenza, a ridurre al di sotto di determinati limiti la diafonia.

Nei cavi pupinizzati, al già difficile problema del bilanciamento, si aggiunge quello dell'innalzamento della frequenza di taglio al di sopra della più alta frequenza che si prevede di trasmettere.

Sappiamo, infatti, che carica pupin, passo di pupinizzazione e frequenza di taglio, sono legati dalla relazione (232-8):

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{d \cdot C \cdot L'}}.$$

Sappiamo anche, che la velocità di propagazione è in questo caso data dalla (232-11):

$$v = \sqrt{\frac{d}{L' C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

che può anche mettersi sotto la forma:

$$v = d \sqrt{\frac{1}{d\, C\, L'} - \frac{\omega^2}{4}}.$$

Donde la conseguenza che, per aumentare f_0, occorre ridurre il passo d (distanza

fra due punti pupin contigui), o ridurre la carica L', e che, per un dato passo d, la riduzione di L' determina anche l'aumento di v.

Abbiamo già visto che, per il passo H (m 1830) esistono tipi di carica ridotti (carica leggera) che rispetto a quelli semi-pesanti presentano una frequenza di taglio relativamente più elevata. Ma questo al solo scopo di allargare la banda effettivamente trasmessa onde migliorare la qualità della trasmissione (tabella del n° 233).

La diminuzione di L' (carica pupin) comporta però, in base alla (232-10), un aumento dell'attenuazione chilometrica, e quindi un più elevato costo della trasmissione, per la necessità di accorciare la sezione di amplificazione (o, in altre parole, di aumentare il numero degli amplificatori).

E, d'altra parte, l'accorciamento del passo, mentre permette di conservare lo stesso valore della costante di attenuazione o di ridurla (sempre in base alla predetta formula) impone un forte aumento del costo di impianto e non è efficace ai fini dell'aumento di v.

In sede internazionale (C.C.I.F.) sono stati definiti alcuni tipi di carica, che permettono un maggiore allargamento della banda di trasmissione. Lo scopo principale è l'utilizzazione di coppie in cavo ai fini della radiodiffusione circolare (relè fra stazioni trasmittenti). La frequenza di taglio è però sempre relativamente bassa. Per esempio, la coppia radiomusicale da mm 1,4, con carica 3,2 mH ogni 1700 m (passo tedesco) ha una frequenza di taglio di 20.000 Hz. Il circuito virtuale H-9 (carica di 9 mH ogni 1830 m) ha $f_0 = 10.000$ Hz. Il circuito B-22 (22 mH ogni 915 m) ha $f_0 = 11.300$ Hz.

In Germania, prima della guerra erano stati sviluppati il cosidetto sistema « L », per circuiti a 4 fili, con conduttori da 0,9 e bobine pupin da 30 mH e 12 mH (rispettivamente per i circuiti reali e virtuali); ed il sistema « S », sempre per circuiti a 4 fili, conduttori da 1,4, con pupinizzazione 3,2 mH a 1700 m esclusivamente sui circuiti reali.

Il primo presenta una frequenza di taglio intorno ai 7700 Hz, e viene sfruttato con 1 canale in a. f. oltre a quello vocale. Il secondo ha una frequenza di taglio di 20 kHz, e permette perciò l'utilizzazione con 3 canali a frequenza portante oltre al solito in bassa frequenza.

Nel sistema « S » la velocità di trasmissione risulta all'incirca quadruplicata rispetto ai circuiti normali con pupinizzazione leggera. Ogni sezione di amplificazione è lunga intorno ai 35 km al massimo.

Poichè le frequenze massime trasmesse con questi sistemi non sono eccessivamente elevate, i metodi di fabbricazione e bilanciamento non differiscono di massima da quelli ordinari, se non nella maggiore accuratezza richiesta. Inoltre, in relazione alla più elevata attenuazione di diafonia prescritta (12 neper = 104 decibel), i circuiti musicali e quelli destinati a portare più di un canale in a. f. sono, nei cavi appositamente costruiti, separati dagli altri a mezzo di uno schermo elettrostatico continuo, costituito da un nastro sottile di stagnola avvolto ad elica, a spire sovrapposte.

Ai fini dell'impiego di canali in a. f. i sistemi di cui sopra presentano un interesse limitato, perchè, tranne il sistema « S » che non ha trovato grande applica-

zione, non permettono che la trasmissione di un canale, oltre a quello vocale ordinario. In Italia poco prima della guerra si è ripupinizzato con passo *B* e carica 18 mH il cavo Roma-Milano su un certo numero di bicoppie, per poter impiantare sistemi 1 + 1 del tipo « L » (1 vocale + 1 a. f.).

È evidente che, per trasmettere sui cavi con sistemi multipli in a. f., non si può procedere nel senso di accorciare troppo il passo, per l'effetto negativo che questo metodo esercita nei confronti della velocità di trasmissione; la carica, d'altra parte, si riduce ben presto, col crescere delle frequenze da trasmettere, a valori così bassi che conviene rinunciare del tutto alla pupinizzazione. È questa la via seguita dalla tecnica sia americana che europea, le quali hanno in questo senso sviluppato sistemi completi. A noi sono noti, attraverso le pubblicazioni: il sistema « K » americano, il quale permette di trasmettere dodici canali entro la banda compresa fra 12 e 60 kHz, sistema di cui parleremo con qualche dettaglio nel capitolo dedicato alle apparecchiature a correnti vettrici, ed analoghi sistemi a 12, 16 e 18 canali (fra 9÷12 e 60÷64 kHz) delle case Siemens ed Ericsson. La enorme difficoltà di ridurre la diafonia, a 60 kHz, entro limiti accettabili (almeno 7 neper di attenuazione) obbliga ad impiegare, per le due direzioni di trasmissione, due cavi separati, od anche due sezioni del medesimo cavo nettamente distinte e reciprocamente schermate. Il bilanciamento non può essere eseguito soddisfacentemente con il normale metodo degli incroci, e si deve ricorrere all'aggiunta, nei punti di misura e giunzione, di brevi tratti di cavo (« stubs »), i cui conduttori, collegati in parallelo a quelli da bilanciare, ne correggono la capacità di quel tanto che basta per ottenere l'uniformità. Si tratta di sbilanci che hanno dell'infinitesimo, dell'ordine di grandezza al massimo di una diecina di $\mu\mu$F, ed anche meno, e cioè paragonabili alla capacità placca-filamento di una valvola termoionica. Gli sbilanciamenti residui vengono poi ulteriormente corretti da elementi (capacità, resistenze o mutue induttanze) agli estremi di ogni sezione.

Come conseguenza dell'attenuazione chilometrica che a 60 kHz, e senza pupinizzazione, assume valori assai elevati, la distanza fra le stazioni amplificatrici si riduce, in questi sistemi, ad una trentina di chilometri (un terzo di quella ordinaria).

È giunta infine notizia (gennaio 1946) di sistemi multipli che in Isvezia, a cura della casa Ericsson, sarebbero stati sviluppati per la rete di cavi preesistenti, e che permettono lo sfruttamento di coppie normali di cavo (opportunamente spupinizzate e ribilanciate) mediante gruppi ad 8 canali in a. f. La difficoltà della diafonia vicina fra circuiti trasmittenti in direzione contraria, che nei sistemi precedentemente descritti viene superata mediante l'impiego di due cavi distinti, è qui vinta con l'impiegare per le due direzioni bande di frequenze separate mediante filtraggio. Il problema perciò viene riportato a quello di realizzare una attenuazione di telediafonia a 60 kHz, sufficientemente elevata (dai 7 agli 8 neper); ciò che, con qualche difficoltà, è realizzabile con i metodi di bilanciamento ordinari e con speciali elementi compensatori (resistenze e capacità) collegati ai terminali di ogni sezione. La distanza d'amplificazione è dell'ordine dei 35 km.

Questo sistema (od altro ad esso equivalente) potrà esercitare, unitamente alla

posa di cavi speciali per alta frequenza (vedi oltre) un ruolo importante nella ricostruzione della rete in cavi europea (e di quella italiana in particolare), terribilmente provata dalla guerra.

240. Cavi speciali per alte frequenze. — Con il sistema *K* ed analoghi si raggiunge praticamente il limite delle possibilità di sfruttamento dei cavi a bicoppie mediante le alte frequenze. D'altra parte tutto il campo al di sopra di 60 kHz rimarrebbe inutilizzato, se non si fosse trovato il modo di convogliare in cavo una banda assai più estesa. E questo modo implica, naturalmente, un sostanziale mutamento nella struttura della linea (1). Sono stati dalla tecnica più recente (in seguito agli studi minuziosi e bene organizzati dei laboratori annessi alle maggiori industrie telefoniche) proposti diversi tipi nuovi di circuiti, atti alla trasmissione delle larghe bande di frequenze.

Il primo, più largamente studiato e già applicato prima della guerra ad alcuni importanti collegamenti esteri, è il cosiddetto *cavo* o *coppia coassiale*, nel quale il primo filo della coppia prende l'aspetto di un tubo, ed il secondo è collocato sull'asse del tubo stesso, rimanendo da esso isolato. Su questo tipo daremo qualche ragguaglio fra breve.

Un secondo tipo è costituito da una coppia di fili paralleli, isolati e circondati a conveniente distanza da un tubo metallico continuo.

Il terzo è un puro e semplice tubo, detto *guida d'onda*, e la propagazione avviene fra il tubo ed il dielettrico in esso contenuto. Si noterà che tutti i tipi proposti o attuati si prefiggono di localizzare la trasmissione in uno spazio determinato (l'interno del tubo) in modo da sottrarla all'influsso dei campi esterni e, viceversa, da evitare la trasmissione di energia in senso trasversale, dal circuito verso l'esterno. Con ciò viene eliminato il problema della diafonia e delle interferenze in alta frequenza, ma sorgono, naturalmente, difficoltà di altra natura. Noi ci limiteremo ad accennare brevemente alla teoria del cavo coassiale, che per ora è l'unica a presentare un reale interesse pratico, avendo dato già luogo sia in America che in Europa ad importanti realizzazioni. Nei nostri impianti la coppia coassiale ha trovato finora impiego esclusivamente nei brevi tratti di ingresso delle linee aeree per alta frequenza nelle centrali (qualche diecina di metri); è da prevedere però uno sviluppo esteso nel prossimo avvenire.

241. Cenni sulla teoria del cavo coassiale. — Si può dimostrare che per il cavo in esame possono ancora applicarsi i criteri fondamentali della teoria della trasmissione, che consistono, come ci è noto (numeri 215 e seguenti) nel caratterizzare la linea mediante le quattro costanti primarie R, L, C, G, e nel determinare le costanti secondarie (impedenza caratteristica e costante di propagazione) in funzione di esse.

---

(1) Un impulso notevole a questi studi è venuto dalle ricerche sulle trasmissioni televisive, le quali abbisognano anch'esse di una banda larghissima di frequenze, che arriva anche a 200 kHz per i sistemi più moderni.

Per le costanti primarie si trova:

$$R = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu f}{\pi \chi}}\left(\frac{1}{r_e} + \frac{1}{r_i}\right) \text{ ohm/m} \tag{241-1}$$

con:

μ = permeabilità magnetica dell'aria = $1{,}25 \times 10^{-6}$ henry/m;
f = frequenza; $\pi = 3{,}14$;
χ = conduttività del rame = $0{,}58 \times 10^{8}$ mho/m;
r_e = raggio interno del tubo (in m);
r_i = raggio del conduttore assiale (in m).

$$L = \frac{1}{2}\,\frac{\mu}{\pi}\log_e\frac{r_e}{r_i} \text{ henry/m} \tag{241-2}$$

con gli stessi simboli.

$$C = \frac{2\,\pi\,\varepsilon_D}{\log_e\dfrac{r_e}{r_i}} \text{ farad/m} \tag{241-3}$$

con:

ε_D = costante dielettrica dello spazio interno (uguale al prodotto della costante dielettrica relativa, per la costante dielettrica assoluta $\varepsilon = 8{,}86 \times 10^{-12}$ farad/m).

ε_D risulta poco più alta di ε, perchè il dielettrico è costituito in gran parte da aria secca.

Gli altri simboli c. s.

Siccome valgono formalmente (almeno fino a 10^8 Hz) le stesse formule trovate nei numeri 215 e segg. per le costanti secondarie, ed in particolare:

$$\beta = \frac{1}{2}R\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{1}{2}G\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{226-1}$$

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{226-2}$$

sostituendo i precedenti valori delle costanti primarie (G è trascurabile perchè, come è detto più oltre, l'isolamento è realizzato con materiali speciali) si trova:

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_D}}\log_e\frac{r_e}{r_i} \text{ (ohm)} \tag{241-4}$$

$$\beta = \sqrt{f\frac{\varepsilon_D}{\chi}}\sqrt{\frac{\pi}{2}}\cdot\frac{1}{r_e}\cdot H \text{ (neper)} \tag{241-5}$$

dove H è una funzione del rapporto dei raggi $\frac{r_e}{r_i}$ e del rapporto $\frac{\chi_1}{\chi_2}$ delle conducibilità dei materiali di cui sono fatti il conduttore tubolare esterno e quello centrale (quest'ultimo rapporto è 1 quando i due metalli sono uguali; di solito entrambi sono di rame). La funzione H, facendo variare il rapporto $\frac{r_e}{r_i}$ assume un minimo, in corrispondenza del quale anche la attenuazione data dalla (241-5), diviene minima (fig. 587).

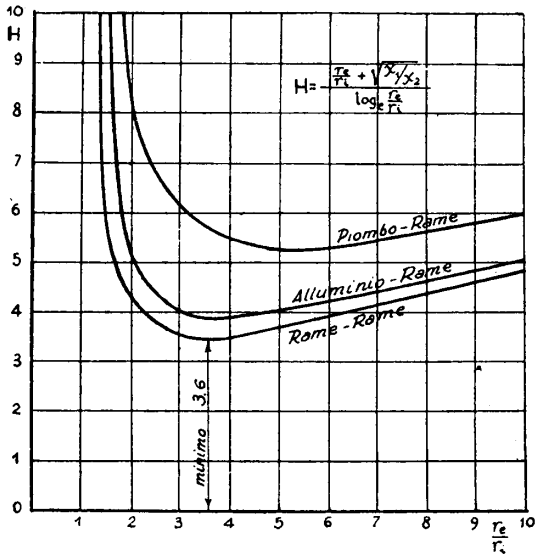


Fig. 587 – Andamento della funzione H, da cui dipende l'attenuazione, in funzione del rapporto r_e/r_i.

Questo rapporto *ottimo* dei raggi è 3,6 per la coppia rame-rame; 5,24 per la coppia piombo-rame, ecc.

Per la coppia rame-rame (rapporto 3,6) la formula che dà la costante di attenuazione si riduce a:

$$\beta_{\min} = \sqrt{\frac{\pi f}{4 r_i^2}} \sqrt{\frac{\varepsilon_D}{\chi}} \qquad (241\text{-}6)$$

con i simboli già visti.

L'isolamento è ottenuto, nel tipo più noto di cavo coassiale, mediante un filo di materiale plastico, a perdita dielettrica estremamente bassa, denominato *styroflex*. A questo filo si dà una conformazione a doppia spirale (una prima spirale a passo stretto è avvolta a spirale intorno al conduttore interno) come è indicato nella fig. 588, in modo che la centratura è perfetta, ed essendo minimo il numero

dei contatti, la costante dielettrica dell'isolante è molto prossima a quella del vuoto o dell'aria, che dir si voglia. Perciò nella (241-6) il valore di ε_D è di poco diverso da ε (circa il 18 % più elevato).

Assunto per ε_D il valore $10{,}45 \times 10^{-12}$ e per χ il valore precedentemente dato di $0{,}58 \times 10^8$, si possono tracciare delle curve di attenuazione-frequenza per di-

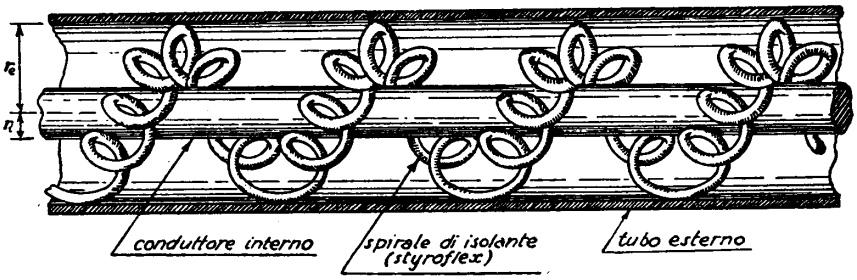


Fig. 588 – Schema costruttivo di un cavo coassiale con isolamento in styroflex.

mensioni diverse di coppie aventi il rapporto ottimo dei raggi 3,6. Diamo qui alcuni valori, con riferimento anche alla fig. 589:

Attenuazione (neper/km) a	10^5 Hz	10^6 Hz	10^7 Hz
Raggio del tubo r_e = mm 5	0,080	0,250	1
» » » r_e = mm 10	0,040	0,125	0,375
» » » r_e = mm 15	0,025	0,085	0,245
» » » r_e = mm 20	0,020	0,065	0,190

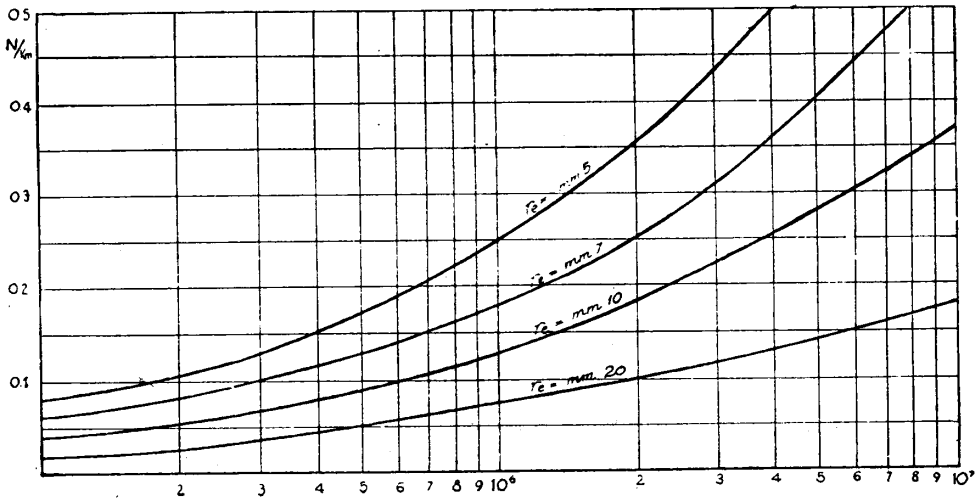
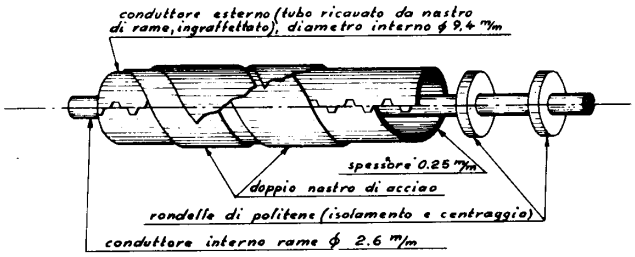


Fig. 589 – Caratteristica attenuazione-frequenza per cavi coassiali di dimensioni diverse.

La impedenza caratteristica dipende solo dal rapporto dei raggi, e per la coppia rame-rame, isolante styroflex, si trova

$$Z = 55 \log_e \frac{r_e}{r_i} = 55 \log_e 3{,}6 = 71 \ ohm \ .$$

Per 10^6 Hz la costante di fase α risulta uguale a $1300^0/km$; la lunghezza d'onda $\lambda = \frac{2\pi}{\alpha} = 275 \ m$, e la velocità di fase $\frac{\omega}{\alpha} = 280.000 \ km/sec$. Il comportamento è pertanto molto soddisfacente agli effetti delle distorsioni di ampiezza e di fase e della velocità di trasmissione. Naturalmente l'attenuazione è assai elevata e bisogna provvedere all'amplificazione a distanze raccorciate, tanto più, quanto più piccolo è il diametro interno del tubo.



Schema costruttivo di un tubo di cavo coassiale moderno (secondo le indicazioni del C.C.I.F. - Montreux 1946)

Fig. 588 bis.

RIFERIMENTI

Per notizie riguardanti le prescrizioni internazionali:

E. SOLERI, *La riunione plenaria a Copenaghen del C.C.I.F.*, « Rendiconti A. E. I. », 1936, fasc. IV.

Per la tecnica dei circuiti a carica artificiale:

A. L. ALBERT, *Electrical Communication*, Londra, 1934, cap. XI.

E. SOLERI, *I nuovi cavi per la telefonia a grande distanza*, « Rassegna P. T. T. », nº 6 e 7, 1935.

B. MARASCO, *La pupinizzazione dei cavi telefonici*, « Rendiconti A. E. I. », 1936, fasc. IV.

Per la fabbricazione, posa e giunzione dei cavi:

F. MAROCCHI ed E. GUARINI, *Alcune notizie sulla costruzione e sulla giunzione dei cavi telefonici*, « Rendiconti A. E. I. », 1936, fasc. IV.

A. FORNÒ, *Cavi telefonici terrestri*, « Rendiconti A. E. I. », 1936, fasc. IV.

Per i cavi speciali per alte frequenze:

S. TREVES, *Circuiti telefonici per trasmissioni a radiofrequenza*, « Rendiconti A. E. I. », 1936, fasc. IV.

G. FODDIS ed A. SAPIENZA, *La trasmissione telefonica delle alte frequenze*, « Rassegna P. T. T. », nº 2, 1938.

CAPITOLO XIV

AMPLIFICAZIONE

I. Elementi che costituiscono un amplificatore telefonico.

242. Generalità. — Benchè la pupinizzazione, come si è visto (n° 233), abbia all'incirca triplicato, per le frequenze della gamma acustica, la distanza alla quale una linea può collegare due corrispondenti, talchè, facendo uso di conduttori di bronzo da 5 mm, con una linea aerea pupinizzata, sarebbe possibile conversare anche a distanze superiori ai 1000 km [1], tuttavia un confine insuperabile esisterebbe sempre per le comunicazioni telefoniche a filo se i progressi realizzati nella radiotecnica non fossero venuti in loro soccorso con un meraviglioso sistema per abolire le distanze: l'amplificazione. Oggi si può parlare per via metallica fra due apparecchi posti agli antipodi, così bene come fra due utenti di una stessa città (e, data la cura che si pone nel preparare tali comunicazioni, in molti casi meglio).

Pochi sanno che la telefonia interurbana deve i suoi più interessanti progressi a quello stesso mirabile organo che ha permesso l'avvento dell'epoca aurea della radiofonia: *la valvola termoionica*. Non più di una trentina di anni fa, con le prime applicazioni della valvola a tre elettrodi (triodo) si trovò il modo di « rigenerare » l'energia perduta dalle correnti vocali lungo la linea a causa dell'attenuazione. In questa « iniezione » di energia, eseguita in condizioni tali da non modificare in nessun modo *la forma* delle correnti vocali ma da ingrandirle (per esprimersi in linguaggio figurato) soltanto secondo l'asse delle ordinate (ampiezze), consiste appunto l'*amplificazione telefonica*.

Dallo studio della trasmissione abbiamo appreso le modalità della propagazione: ricordiamo che l'ampiezza della tensione e della corrente decrescono lungo la linea in funzione della costante chilometrica di attenuazione β, e contemporaneamente subiscono per ogni chilometro un mutamento di fase α; inoltre, dato che β ed α non sono indipendenti dalla frequenza, durante la propagazione si produce

---

[1] È del 1914 il progetto di una linea aerea pupinizzata fra Roma e Vienna, progetto che la guerra impedì di realizzare e che nel dopoguerra, con l'avvento dei cavi amplificati, riuscì sorpassato.

distorsione di ampiezza e distorsione di fase .Trascurando per ora questa seconda specie di distorsione ,possiamo dire che l'amplificazione telefonica ha un duplice compito:

1) *Compensare l'attenuazione* βl *del tratto di linea che precede l'amplificatore* (con l = lunghezza di amplificazione in km, cioè distanza tra due amplificatori successivi).

2) *Neutralizzare la distorsione d'ampiezza.*

Di conseguenza l'amplificatore, nella sua espressione più elementare, è costituito da una catena di due quadripoli, di cui uno *attivo*, comprendente la valvola termoionica, uno *passivo*, che costituisce il correttore di distorsione.

Ricordiamo ancora (n° 214) che una catena di quadripoli non dà luogo a perdite di energia per riflessione a condizione che le impedenze misurate ai morsetti che vanno collegati insieme, siano identiche (*impedenze immagini*); poichè la linea omogenea è un quadripolo simmetrico, nella catena costituita dalla linea e dall'amplificatore deve essere rispettata la condizione che l'impedenza di entrata e quella di uscita dell'amplificatore siano entrambe uguali all'impedenza caratteristica **Z** della linea (alla frequenza di riferimento di 800 Hz). Convenzionalmente si stabilisce che tale impedenza sia uguale a 600 ohm non reattivi (in realtà l'impedenza caratteristica media delle linee aeree o pupinizzate non è molto lontana da questo valore — vedasi la tabella al n° 233). Le più recenti decisioni del C.C.I.F. hanno portato tale valore convenzionale ad 800 ohm, con tolleranza da 600 a 950 ohm.

Allo studio dell'amplificatore vero e proprio premetteremo perciò un cenno sulla funzione dei *traslatori*, ai quali è affidato il compito di adattare le impedenze, riportandone il valore a quello dell'impedenza caratteristica.

Dovendo l'amplificatore erogare energia su di una impedenza fissa, l'amplificazione da realizzare è una *amplificazione di tensione*; anzi, una amplificazione di *classe A* (1); nell'esame che faremo ci riferiremo dunque a tale specie di amplificazione.

Allo scopo di graduare l'amplificazione esattamente al valore voluto per compensare l'attenuazione di linea, all'amplificatore è sempre associato un organo di regolazione, *il potenziometro.*

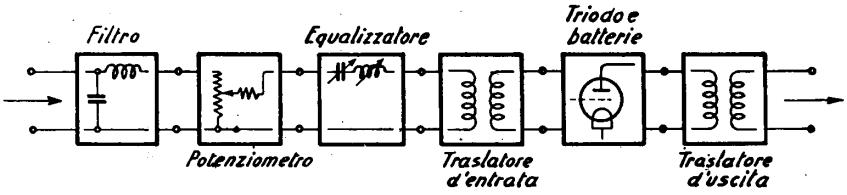


Fig. 590 – Elementi di un amplificatore telefonico unidirezionale.

(1) Supponiamo qui e, ancor più, nel seguito, acquisite le necessarie cognizioni di radiotecnica, di cui esaminiamo nel testo il lato interessante la telefonia. Il lettore potrà trovare una trattazione esauriente e chiara nel libro del DILDA consigliato nella prefazione.

Altro elemento che si associa, infine, all'amplificatore è un *filtro* che limita la banda alle frequenze che effettivamente si vogliono trasmettere. La necessità di limitare la banda alla parte strettamente necessaria per realizzare il desiderato grado di « qualità » (n° 208) deriva dalla difficoltà di realizzare la linea artificiale negli amplificatori e nelle forchette (n° 256). Tratteremo dettagliatamente della costituzione dei filtri, il cui impiego trova poi larga applicazione nelle apparecchiature per alta frequenza, nel cap. XV.

In definitiva l'amplificatore, per ogni direzione di trasmissione, risulta costituito dalla catena rappresentata in fig. 590 i cui elementi studieremo nei numeri seguenti.

243. Il traslatore perfetto di adattamento. — Si è in precedenza accennato (n° 168) alla presenza, lungo i circuiti telefonici, di trasformatori, cioè di dispositivi costituiti da un nucleo di materiale ad elevata permeabilità magnetica e bassa perdita (lamierini o polvere di ferro dolce compressa; polvere di leghe a base di nichelio, come il permalloy; ecc.), di forma generalmente toroidale per ridurre al minimo la dispersione di flusso, intorno al quale sono avvolti due avvolgimenti: un primario ed un secondario.

I trasformatori telefonici, che prendono comunemente il nome di *traslatori*, possono avere funzioni fondamentalmente diverse a seconda che siano impiegati al termine dei circuiti ed intercalati in punti intermedi, oppure siano inclusi nelle apparecchiature. Come elementi di linea i traslatori servono generalmente ad uno dei seguenti scopi:

— rompere la continuità metallica di un circuito di lunghezza indefinita, in modo che dalla prima sezione alla seconda non possano passare che le correnti alternative, ed in particolare quelle vocali;

— adattare le caratteristiche di impedenza di due circuiti da interconnettere.

Sul primo impiego non v'è molto da chiarire: appare evidente come il primario ed il secondario debbano avere il medesimo numero di spire, e quindi un rapporto di trasformazione 1 : 1. Unica preoccupazione nella costruzione di tali traslatori dovrà essere quella di dimensionare il nucleo e gli avvolgimenti in modo che il flusso si mantenga lontano dalla densità di saturazione (ricordare quanto si è detto al n° 223 a proposito della distorsione di non linearità) ed in modo che le perdite di energia nel passaggio attraverso il traslatore siano ridotte al minimo. In altre parole il dimensionamento deve essere tenuto opportunamente abbondante.

Esaminiamo invece il secondo impiego, ricordando che un circuito di lunghezza finita equivale ad uno infinitamente lungo, purchè venga terminato sull'impedenza caratteristica (n° 220). Teniamo anche presente quanto è stato detto al n° 214-f, circa l'adattamento fra quadripoli di impedenza qualsiasi, e consideriamo il caso di un circuito che debba essere collegato ad un altro avente costanti primarie diverse, per modo che anche le due impedenze caratteristiche siano diverse (fig. 591).

Nel punto di collegamento, se questo venisse effettuato direttamente, si chiuderebbe la linea 1, di impedenza caratteristica $\mathbf{Z}_1$, sopra un'impedenza $\mathbf{Z}_2$. In tale punto, come sappiamo (n° 214) si avrebbe *riflessione* e quindi irregolarità e perdite

di trasmissione. Si rende indispensabile l'*adattamento* delle due impedenze e ciò viene appunto fatto a mezzo del traslatore.

Per vedere come l'adattamento si compia, partiamo dall'ipotesi che le due impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ abbiano argomento uguale, talchè si debba provvedere ad adattare i soli moduli. Inoltre il traslatore che impiegheremo per l'adattamento risponda alle condizioni seguenti:

— le resistenze dei due avvolgimenti siano piccolissime, tanto che possano venire trascurate le perdite relative;

— le perdite nel nucleo per correnti di Foucault ed isteresi siano anch'esse trascurabili;

— i due avvolgimenti primario e secondario siano perfettamente accoppiati, per cui il flusso sia totalmente concatenato con entrambi.

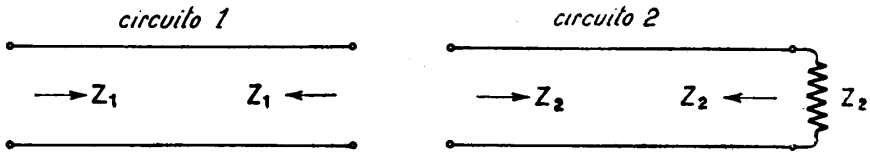


Fig. 591 – Collegamento di due circuiti di impedenza differente.

Un siffatto traslatore si chiama *ideale* o *perfetto*. In esso, se l_1 ed l_2 sono le induttanze del primario e del secondario (misurate, ciascuna, con i terminali dell'altro avvolgimento aperti), è $m = \sqrt{l_1 l_2}$, dove m è il coefficiente di mutua induzione.

Consideriamo, dunque, un traslatore perfetto generico (fig. 592) con N_1 spire al primario ed N_2 al secondario. Chiamando $K = \frac{N_1}{N_2}$ il rapporto di trasformazione, si ha che ad una tensione alternativa $\mathbf{V}_1$ applicata ai capi del primario, corrisponde ai capi del secondario una tensione alternativa $\mathbf{V}_2$, il cui modulo è dato da

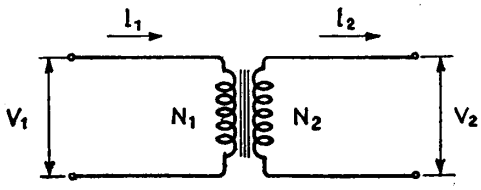


Fig. 592 – Traslatore perfetto.

$$V_2 = \frac{1}{K} V_1$$

Per la corrente, si ha, sempre considerando le sole ampiezze:

$$I_2 = K I_1 \ .$$

Poichè Z è il rapporto di V ad I, dividendo membro a membro le due espressioni che precedono si ottiene:

$$\frac{V_2}{I_2} = Z_2 \text{ (impedenza di uscita)} = \frac{1}{K^2} Z_1 \text{ (impedenza di entrata)}$$

e finalmente:

$$Z_2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 Z_1 \tag{243-1}$$

$$K = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \, . \tag{243-2}$$

La formula trovata ci indica il modo per adattare i moduli di due impedenze differenti. Basterà *collegare le impedenze stesse attraverso un traslatore avente rapporto di trasformazione uguale alla radice del rapporto delle due impedenze.*

È da tenere ben presente che il procedimento di adattamento è esatto ad una sola frequenza, dato che le **Z** dipendono da f. Si ha adattamento per una banda estesa di frequenze solo quando:

— le **Z** sono resistenze pure, nel qual caso l'adattamento è realizzato per qualunque frequenza, perchè R_1/R_2 in prima approssimazione è indipendente da f (fig. 593);

— in un certo intervallo di frequenze le due curve rappresentative di Z_1 e $K^2 Z_2$ in funzione di f, coincidono.

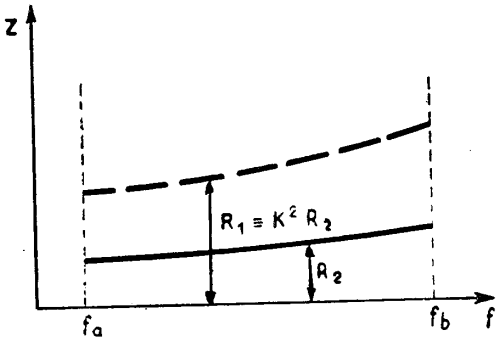


Fig. 593 – Adattamento di due resistenze pure: $R_1 = K^2 R_2$.

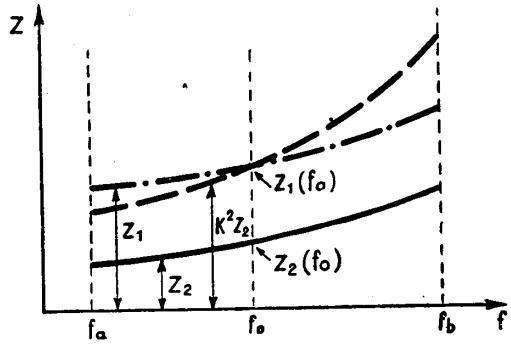


Fig. 594 – Adattamento dei moduli di due impedenze qualsiasi $Z_1 = K^2 Z_2$.

Ad esclusione di questi due casi ci si deve contentare di ottenere l'adattamento per una frequenza f_0 intermedia della banda da trasmettere; adattamento che sarà tanto meno perfetto quanto più ci si allontanerà ai due lati dalla f_0, procedendo verso le due estremità f_a ed f_b (fig. 594).

Quando una linea di impedenza $\mathbf{Z}_1$ è collegata ad un'altra di impedenza $\mathbf{Z}_2$ a mezzo di un traslatore di rapporto opportuno, alla frequenza f_0 di adattamento tutta l'energia che proviene dalla prima linea si trasferisce sulla seconda e prosegue il suo cammino, eccetto quella parte che il traslatore assorbe per suo conto (per il fatto che l'averlo considerato perfetto e senza perdite è solo una ipotesi, mentre possiede anch'esso cause di dissipazione, sia pure piccole ma finite), dando luogo ad una piccola attenuazione supplementare.

Se il traslatore, invece, non ci fosse, la perdita non sarebbe trascurabile. Infatti, sappiamo (n° 214) che, nel punto di giunzione, una parte dell'energia verrebbe *riflessa* verso l'origine e solo la parte residua proseguirebbe verso l'estremità d'arrivo.

Il *coefficiente di riflessione* (formula 214-7) è dato da

$$p = \frac{\mathbf{Z}_2 - \mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_1}$$

Per esempio: se $\mathbf{Z}_2$ è di 1000 ohm, e $\mathbf{Z}_1$ di 600 ohm, si ha un coefficiente di riflessione di

$$\frac{1000 - 600}{1600} = \frac{400}{1600} = 0{,}25$$

La perdita di energia per riflessione è data dalla formula 214-9, che esprime l'*attenuazione di riflessione*

$$\Theta_r = \log_e \frac{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_1}{2\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}}$$

Per l'esempio sopra indicato si ha:

$$\Theta_r = \log_e \frac{1000 + 600}{2\sqrt{1000 \times 600}} = \log_e 1{,}036 = 0{,}034$$

cioè circa $^1/_{30}$ di neper (attenuazione dell'ordine di grandezza di quella di un chilometro di linea reale in cavo non pupinizzato da 1,3 mm, od aerea in filo di acciaio da 3 mm).

Dato che il traslatore non adatta i moduli che ad una sola frequenza f_0, una riflessione si dovrà sempre verificare, al variare di f, da f_a ad f_b, fra l'impedenza $\mathbf{Z}_1$ e l'impedenza $K^2\,\mathbf{Z}_2$, cioè l'impedenza $\mathbf{Z}_2$ misurata attraverso il traslatore.

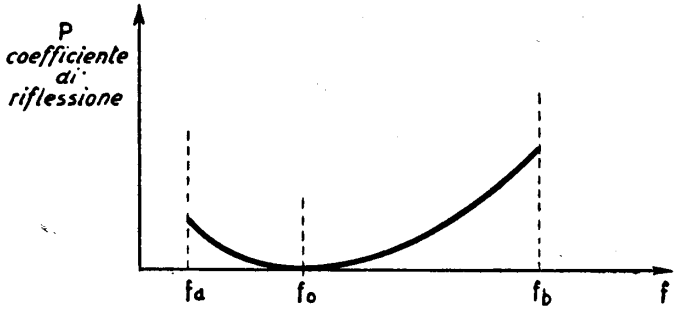


Fig. 595 - Caratteristica *coefficiente di riflessione-frequenza* per due impedenze adattate alla frequenza f_0.

Si dovranno ottenere corrispondentemente tanti valori del coefficiente di riflessione, di cui uno uguale a zero per $f = f_0$; valori che determinano una curva avente l'andamento di quella della fig. 595.

La curva mette in evidenza il fatto che il coefficiente di riflessione non è nullo che ad una sola frequenza, e varia con la frequenza considerata.

Concludiamo che il traslatore introduce sempre una distorsione di 1ª specie, tanto più grande quanto meno sono coincidenti le due curve di Z_1 e di $K^2 Z_2$ in funzione della frequenza.

Nei limiti delle frequenze della banda vocale, tuttavia, la distorsione introdotta da questa causa è sempre trascurabile.

244. Il traslatore reale. — Quando passiamo a considerare un traslatore reale entrano in gioco il non perfetto accoppiamento e gli elementi dissipativi che in prima approssimazione sono stati trascurati nel traslatore ideale. Esaminiamo in qual modo questi fattori modifichino le conclusioni alle quali siamo giunti per il traslatore perfetto, nei confronti della distorsione.

Intanto la resistenza degli avvolgimenti primario e secondario non è nulla, ma ha un certo valore, anche se piccolo il più possibile. Ciò dà luogo a una perdita, la quale introduce un'attenuazione che però, almeno alle frequenze telefoniche ordinarie, è indipendente da f. Si può perciò ritenere che da questo lato non si ha una apprezzabile nuova causa di distorsione.

Così non può dirsi delle altre perdite di energia derivanti dal nucleo (correnti di Foucault ed isteresi) dipendenti invece dalla frequenza. In pratica, un buon traslatore impiega materiali magnetici tali ed è dimensionato in modo che le attenuazioni dovute alle cause in discorso si mantengono sempre assai basse; per cui gli effetti, anche di distorsione, risultano tollerabili.

Per studiare il comportamento di un traslatore reale alle varie frequenze, torna utile sostituirlo con un quadripolo equivalente a T (fig. 596).

Perchè l'equivalenza sia perfetta, condizione necessaria e sufficiente è che, per qualsiasi frequenza le due impedenze di entrata e di uscita $\mathbf{Z}_e = \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e}$, $\mathbf{Z}_u = \frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u}$ siano identiche nel traslatore e nel quadripolo equivalente. Pertanto, allo scopo di determinare i valori delle tre impedenze $\mathbf{Z}_1$-$\mathbf{Z}_2$-$\mathbf{Z}_3$, scriviamo i valori delle impedenze di entrata e di uscita nel caso del traslatore ed in quello del circuito a T.

Per il traslatore si ha (legge di Ohm generalizzata):

$$\begin{cases} \mathbf{V}_e = R_1 \mathbf{I}_e + j\,\omega\, L_1 \mathbf{I}_e - j\,\omega\, M\, \mathbf{I}_u \\ \mathbf{V}_u = R_2 \mathbf{I}_u + j\,\omega\, L_2 \mathbf{I}_u - j\,\omega\, M\, \mathbf{I}_e \end{cases}$$

da cui :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e} = (R_1 + j\,\omega\, L_1) - j\,\omega\, M \dfrac{\mathbf{I}_u}{\mathbf{I}_e} \\ \dfrac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u} = (R_2 + j\,\omega\, L_2) - j\,\omega\, M \dfrac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} \end{cases}$$

Ponendo

$$R_1 + j\,\omega\,L_1' = \mathbf{Z}_p \quad ; \quad R_2 + j\,\omega\,L_2 = \mathbf{Z}_s \quad ; \quad j\,\omega\,M = \mathbf{Z}_m$$

il sistema diventa:

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{Z}_e &= \mathbf{Z}_p - \mathbf{Z}_m \frac{\mathbf{I}_u}{\mathbf{I}_e} \\ \mathbf{Z}_u &= \mathbf{Z}_s - \mathbf{Z}_m \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} \,. \end{aligned}\right. \tag{244-1}$$

Per il circuito equivalente a T si ha:

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{V}_e &= \mathbf{Z}_1\,\mathbf{I}_e + \mathbf{Z}_3\,(\mathbf{I}_e - \mathbf{I}_u) \\ \mathbf{V}_u &= \mathbf{Z}_2\,\mathbf{I}_u - \mathbf{Z}_3\,(\mathbf{I}_e - \mathbf{I}_u) \end{aligned}\right.$$

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{V}_e &= \mathbf{Z}_1\,\mathbf{I}_e + \mathbf{Z}_3\,\mathbf{I}_e - \mathbf{Z}_3\,\mathbf{I}_u \\ \mathbf{V}_u &= \mathbf{Z}_2\,\mathbf{I}_u - \mathbf{Z}_3\,\mathbf{I}_e + \mathbf{Z}_3\,\mathbf{I}_u \end{aligned}\right.$$

da cui

$$\left\{\begin{aligned} \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{I}_e} &= (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3) - \mathbf{Z}_3 \frac{\mathbf{I}_u}{\mathbf{I}_e} \\ \frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{I}_u} &= (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3) - \mathbf{Z}_3 \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} \end{aligned}\right.$$

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{Z}_e &= (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3) - \mathbf{Z}_3 \frac{\mathbf{I}_u}{\mathbf{I}_e} \\ \mathbf{Z}_u &= (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3) - \mathbf{Z}_3 \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} \end{aligned}\right. \tag{244-2}$$

Confrontando le (244-2) con le (244-1) si trova la condizione perchè i due circuiti siano equivalenti. Basta che siano verificate le uguaglianze (a tutte le frequenze) dei coefficienti:

$$\mathbf{Z}_p = (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3) \quad ; \quad \mathbf{Z}_s = (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3) \quad ; \quad \mathbf{Z}_m = \mathbf{Z}_3 \tag{244-3}$$

da cui si possono trarre anche le equivalenti:

$$\begin{gathered} \mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_p - \mathbf{Z}_m = R_1 + j\,\omega\,L_1 - j\,\omega\,M \quad ; \\ \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_m + \mathbf{Z}_s = R_2 + j\,\omega\,L_2 - j\,\omega\,M \quad ; \quad \mathbf{Z}_3 = \mathbf{Z}_m = j\,\omega\,M \end{gathered} \tag{244-4}$$

le quali dànno il modo per costruire il T equivalente al traslatore reale. Servendosi delle (212-5) si può anche determinare il π equivalente.

La considerazione del quadripolo a T equivalente illustra chiaramente il comportamento del traslatore alle varie frequenze. Infatti, se il traslatore è quasi perfetto (R_1 ed R_2 molto piccoli, M molto prossimo a $\sqrt{L_1 L_2}$) le impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ in serie stanno a rappresentare quasi esclusivamente le autoinduzioni dovute alle

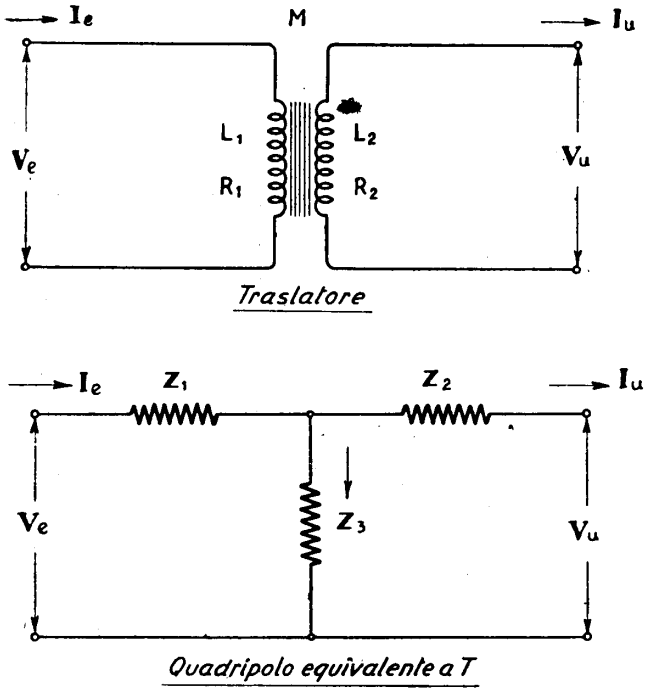


Fig. 596 – Quadripoli a T equivalente ad un traslatore reale.

fughe nei due avvolgimenti, e dànno un'attenuazione crescente con la frequenza; mentre la impedenza $\mathbf{Z}_3$ rappresenta l'accoppiamento fra i due avvolgimenti e dà un'attenuazione tanto più grande quanto più piccola è la frequenza.

Alle frequenze basse, perciò, l'attenuazione del ramo derivato prevale, mentre l'inverso si ha per i due rami in serie. Si deduce da ciò che l'effetto di distorsione, risultante per ciascuna delle frequenze dall'attenuazione complessiva del T, non può essere lineare. Infatti la curva sperimentale che dà l'andamento della distorsione di ampiezza di un traslatore reale presenta un punto di minimo intorno ad una frequenza f_0, e cresce ai due lati di questa per la maggiore influenza del ramo in derivazione alle basse frequenze e per quella dei rami in serie alle frequenze più elevate (fig. 597).

Concludendo, ogni traslatore presenta un comportamento distorcente nei confronti della banda delle frequenze trasmesse. Per il fatto che l'adattamento delle impedenze collegate all'entrata ed all'uscita è esatto ad una sola frequenza f_0 si avrebbe già — anche se il traslatore fosse perfetto — una distorsione particolarmente sensibile alle basse ed alle alte frequenze. Poichè poi il traslatore presenta

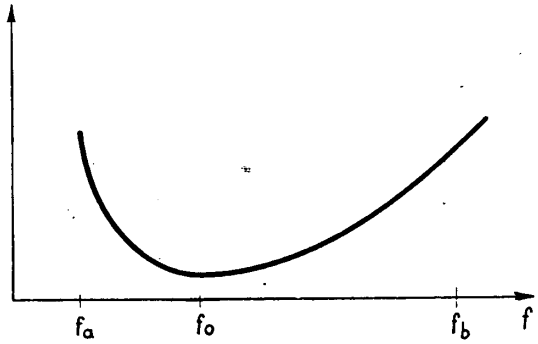


Fig. 597 – Caratteristica della distorsione di ampiezza di un traslatore.

delle perdite, una nuova causa di distorsione si aggiunge a quella precedente, anch'essa tanto più sensibile quanto più ci si avvicina agli estremi superiore ed inferiore della banda trasmessa.

L'effetto complessivo, quale potrà essere misurato con la determinazione di una curva attenuazione-frequenza su di una linea con intercalato un traslatore, sarà, pertanto, quello risultante delle due cause concomitanti sopra analizzate.

245. Il traslatore di entrata. — Un elemento amplificatore telefonico per la banda vocale è costituito secondo lo schema rappresentato in fig. 598 e consta:

— di un traslatore di entrata;
— di un triodo amplificatore con associate le sorgenti di energia;
— di un traslatore di uscita.

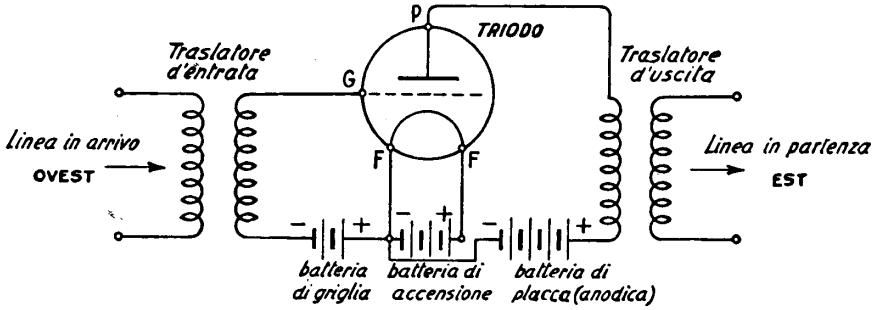


Fig. 598 – Elemento amplificatore (traslatori e triodo).

La tensione in arrivo non viene applicata direttamente tra il filamento e la griglia per varie ragioni.

Innanzi tutto è noto che il triodo, per funzionare da amplificatore in classe *A* (amplificazione di tensione, senza distorsioni), deve avere la griglia polarizzata ad un valore negativo più o meno grande (n° 246). Non si potrebbe, pertanto, collegare direttamente la linea al triodo perchè si verrebbe così a mettere in serie la batteria di griglia con l'impedenza di linea. Collegando la linea attraverso un traslatore si ottiene la necessaria separazione fra essa e la batteria di griglia, la quale, attraverso la debole resistenza ohmica del secondario, può portare al giusto valore il potenziale negativo di griglia.

Il traslatore di entrata non esercita il ruolo di adattatore delle due impedenze ad esso collegate. Infatti, mentre la linea ha un'impedenza che può considerarsi reale (almeno nel caso delle linee aeree e di quelle in cavo pupinizzato) data da:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} \cong 800 \text{ ohm } \angle 0^\circ$$

l'impedenza lato triodo è costituita dalla capacità filamento-griglia, ed è perciò essenzialmente reattiva, con modulo molto piccolo ed argomento negativo prossimo a 90°.

Il traslatore collega, dunque, una resistenza ad una capacità, e non ha senso parlare di adattamento in queste condizioni.

Pertanto la parte sostenuta dal traslatore d'entrata è fondamentalmente diversa: non ci si preoccupa di dare ad esso un rapporto di trasformazione tale da adattare le due impedenze collegate; si fa invece in modo che esso renda massima la tensione ai capi della capacità filamento-griglia. Il traslatore funziona da *survoltore*. Il rapporto di trasformazione (che, nel traslatore adattatore esaminato al numero precedente si mantiene di poco diverso dall'unità) diviene nei traslatori d'entrata abbastanza grande (in pratica da 1:8 a 1:20 e più).

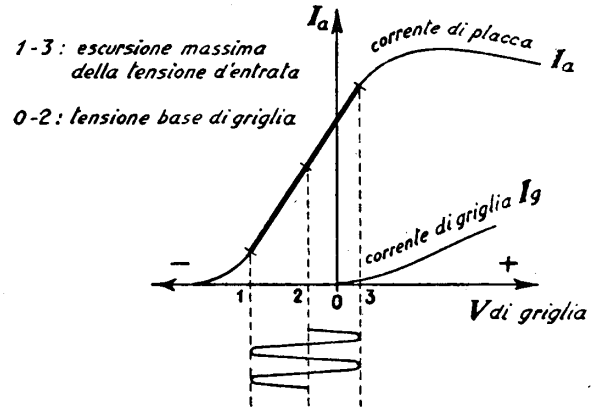


Fig. 599 – Caratteristiche statiche *corrente di placca – tensione di griglia* e *corrente di griglia – tensione di griglia*, di un triodo.

Poichè il punto medio di funzionamento più adatto sulla caratteristica statica del triodo (ed al quale corrisponde la tensione base di griglia, vedi fig. 599) è tale, generalmente, che la corrente di griglia è praticamente nulla entro i limiti (fra massimo e minimo) della tensione alternativa applicata all'entrata, l'impedenza

d'entrata $Z_e = \frac{V_e}{I_g}$ è elevatissima ed indipendente dalla frequenza. Le correnti vocali in arrivo si manifestano come tensioni applicate alla griglia, e la forma delle correnti in arrivo è perfettamente riprodotta dalla forma delle tensioni stesse.

Questo, naturalmente, in prima approssimazione. Per vedere il problema più a fondo ci conviene ritornare brevemente sullo studio del traslatore, in questa sua applicazione come survoltore.

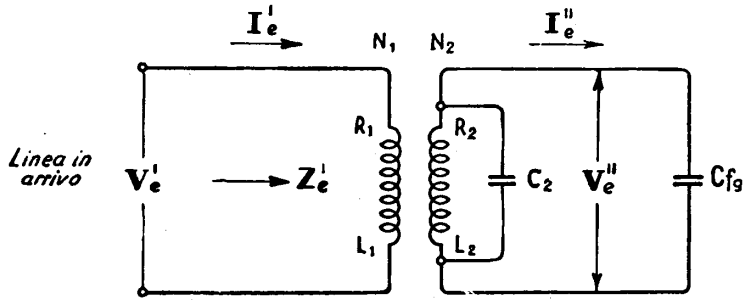


Fig. 600 – Traslatore d'entrata dell'elemento amplificatore.

Anche in questo caso conviene sostituire al traslatore un circuito a T equivalente.

La fig. 600 rappresenta il traslatore inserito fra la linea e la capacità C_{fg} (costituita dai due elettrodi filamento-griglia) alla quale deve sommarsi quella C_2, propria del secondario, non trascurabile (anzi prevalente rispetto alla prima).

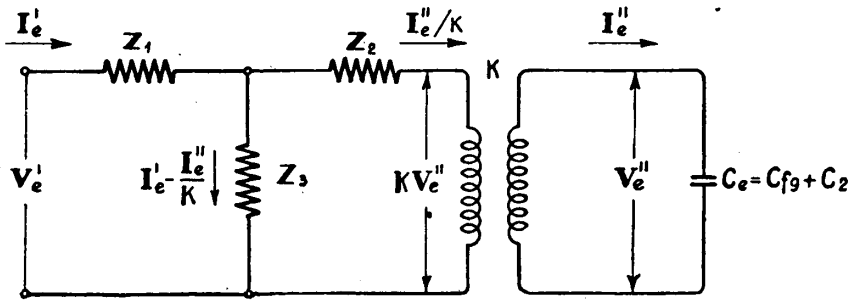


Fig. 601 – Circuito equivalente a quello della fig. 600.

Poichè il rapporto di trasformazione $K = \frac{N_1}{N_2}$ è molto diverso dall'unità, anzichè ad un semplice T, conviene per lo studio assimilare il traslatore reale in esame ad un circuito equivalente un poco più complesso, costituito da un T in serie con un traslatore perfetto di medesimo rapporto.

Il circuito equivalente è, pertanto, quello della fig. 601.

Calcoliamo, con procedimento identico a quello seguito nel numero precedente, i valori da assegnare alle impedenze $\mathbf{Z}_1$-$\mathbf{Z}_2$-$\mathbf{Z}_3$, conto tenuto della presenza del traslatore perfetto.

Per il traslatore della fig. 600 si ha:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_e' = R_1 \mathbf{I}_e' + j\,\omega\, L_1 \mathbf{I}_e' - j\,\omega\, M\, \mathbf{I}_e'' \\ \mathbf{V}_e'' = R_2 \mathbf{I}_e'' + j\,\omega\, L_2 \mathbf{I}_e'' - j\,\omega\, M\, \mathbf{I}_e' \end{cases}$$

da cui

$$\begin{cases} \dfrac{\mathbf{V}_e'}{\mathbf{I}_e'} = (R_1 + j\,\omega\, L_1) - j\,\omega\, M \dfrac{\mathbf{I}_e''}{\mathbf{I}_e'} \\ \dfrac{\mathbf{V}_e''}{\mathbf{I}_e''} = (R_2 + j\,\omega\, L_2) - j\,\omega\, M \dfrac{\mathbf{I}_e'}{\mathbf{I}_e''} \end{cases}$$

ponendo

$$R_1 + j\,\omega\, L_1 = \mathbf{Z}_p \quad ; \quad R_2 + j\,\omega\, L_2 = \mathbf{Z}_s \quad ; \quad j\,\omega\, M = \mathbf{Z}_m$$

si ottiene il sistema:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}'_e = \mathbf{Z}_p - \mathbf{Z}_m \dfrac{\mathbf{I}_e''}{\mathbf{I}_e'} \\ \mathbf{Z}_e'' = \mathbf{Z}_s - \mathbf{Z}_m \dfrac{\mathbf{I}_e'}{\mathbf{I}_e''} \end{cases} \qquad (245\text{-}1)$$

Per il circuito equivalente della fig. 601 si ha:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_e' = \mathbf{Z}_1 \mathbf{I}_e' + \mathbf{Z}_3 \left(\mathbf{I}_e' - \dfrac{\mathbf{I}_e''}{K} \right) \\ K\, \mathbf{V}_e'' = \mathbf{Z}_2 \dfrac{\mathbf{I}_e''}{K} - \mathbf{Z}_3 \left(\mathbf{I}_e' - \dfrac{\mathbf{I}_e''}{K} \right) \end{cases}$$

da cui

$$\begin{cases} \dfrac{\mathbf{V}_e'}{\mathbf{I}_e'} = (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3) - \dfrac{\mathbf{Z}_3}{K} \dfrac{\mathbf{I}_e''}{\mathbf{I}_e'} \\ \dfrac{\mathbf{V}_e''}{\mathbf{I}_e''} = \dfrac{1}{K^2} (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3) - \dfrac{\mathbf{Z}_3}{K} \dfrac{\mathbf{I}_e'}{\mathbf{I}_e''} \end{cases}$$

ed infine

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_e' = (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3) - \dfrac{\mathbf{Z}_3}{K} \dfrac{\mathbf{I}_e''}{\mathbf{I}_e'} \\ \mathbf{Z}_e'' = \dfrac{1}{K^2} (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3) - \dfrac{\mathbf{Z}_3}{K} \dfrac{\mathbf{I}_e'}{\mathbf{I}_e''} \end{cases} \qquad (245\text{-}2)$$

Dal confronto dei due sistemi (245-1) e (245-2) si ottiene, per l'equivalenza:

$$\mathbf{Z}_p = (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_3) \quad : \quad \mathbf{Z}_s = \frac{1}{K^2}(\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3) \quad ; \quad \mathbf{Z}_m = \frac{\mathbf{Z}_3}{K} \qquad (245\text{-}3)$$

ed anche

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{Z}_1 &= \mathbf{Z}_p - K\,\mathbf{Z}_m \\ \mathbf{Z}_2 &= K^2\,\mathbf{Z}_s - K\,\mathbf{Z}_m \\ \mathbf{Z}_3 &= K\,\mathbf{Z}_m \end{aligned} \right. \qquad (245\text{-}4)$$

Abbiamo così trovato i valori delle impedenze del circuito a T associato al traslatore perfetto K. Serviamoci di questo circuito equivalente per esaminare ciò che si produce ai capi della capacità C_e (somma della piccola capacità C_{fg} della valvola e della capacità C_2 distribuita nel secondario) al variare della frequenza di $\mathbf{V}'_e$.

La linea si comporta, a tutti gli effetti, come una sorgente di f. e. m. $\mathbf{E}$, di impedenza interna $\mathbf{Z}_l$; la fig. 602 dà, pertanto, lo schema equivalente completo.

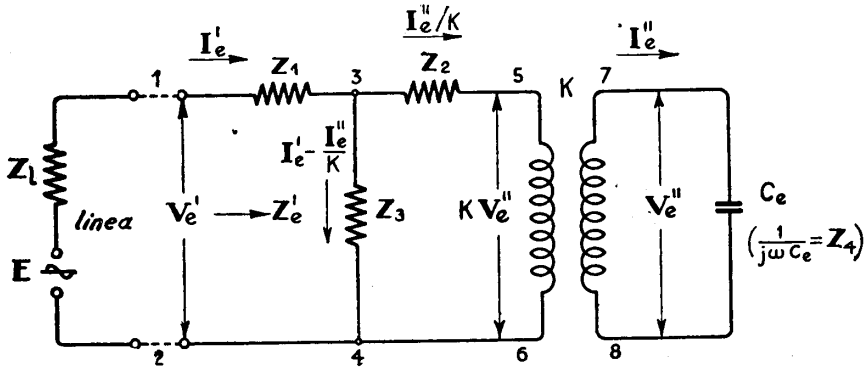


Fig. 602 – Circuito equivalente completo del traslatore d'entrata.

Calcoliamo il valore della corrente in arrivo dalla linea. Avremo:

$$\mathbf{I}_e' = \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{Z}_l + \mathbf{Z}_e'}$$

L'impedenza $\mathbf{Z}_e'$ tra i punti *1* e *2*, verso destra, è data $\left(\text{ponendo } \mathbf{Z}_4 = \frac{1}{j\,\omega\,C_e}\right)$ da:

$$\mathbf{Z}_e' = \mathbf{Z}_1 + \frac{(\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4)\,\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4 + \mathbf{Z}_3}$$

e sostituendo

$$\mathbf{I}_e' = \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{Z}_l + \mathbf{Z}_1 + \dfrac{(\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4)\,\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4 + \mathbf{Z}_3}} \,. \tag{245-5}$$

Calcoliamo anche il valore della tensione $\mathbf{V}_e''$ ai capi di C_e.
Abbiamo intanto per la caduta fra i punti *3* e *4*:

$$\mathbf{V}_{3\text{-}4} = \left(\mathbf{I}_e' - \frac{\mathbf{I}_e''}{K}\right)\mathbf{Z}_3 = (\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4)\,\frac{\mathbf{I}_e''}{K} \,.$$

Da cui si ricava il valore di $\mathbf{I}_e''$:

$$\mathbf{I}_e'' = \mathbf{I}_e'\,\frac{K\,\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + K^2\,\mathbf{Z}_4} \,.$$

Ma

$$\mathbf{V}_e'' = \mathbf{I}_e''\,\mathbf{Z}_4 = \mathbf{I}_e'\,\frac{K\,\mathbf{Z}_3\,\mathbf{Z}_4}{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + K^2\,\mathbf{Z}_4} \tag{245-6}$$

che, sostituendo ad $\mathbf{I}'_e$ il valore (245-5) diviene:

$$\mathbf{V}_e'' = \mathbf{E}\,\frac{K\,\mathbf{Z}_3\,\mathbf{Z}_4}{(\mathbf{Z}_l + \mathbf{Z}_1)\,(\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + K^2\,\mathbf{Z}_4) + (\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4)\,\mathbf{Z}_3} \,. \tag{245-7}$$

Questa formula esprime il legame fra la f. e. m. di linea **E** e la tensione applicata alla griglia del triodo. La relazione è tutt'altro che lineare, e dipende dai valori delle varie impedenze che caratterizzano il traslatore reale e l'entrata del triodo. Diventa lineare a condizione che nel denominatore della (245-7) sia

$$\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + K^2\,\mathbf{Z}_4 = 0 \,. \tag{245-8}$$

Infatti l'espressione residua

$$\mathbf{V}_e'' = \mathbf{E}\,\frac{K\,\mathbf{Z}_4}{\mathbf{Z}_2 + K^2\,\mathbf{Z}_4} = \frac{\mathbf{E}\,K}{\dfrac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_4} + K^2}$$

[dato che $\mathbf{Z}_2 = K^2\,\mathbf{Z}_s - K\,\mathbf{Z}_m$ (245-4), termine che tiene conto delle fughe nel secondario, in una buona costruzione può essere ridotto quasi a zero] può scriversi approssimativamente

$$\mathbf{V}_e'' \cong \frac{\mathbf{E}}{K} \tag{245-9}$$

che è indipendente dalla frequenza.

La (245-9) indica proporzionalità fra f. e. m. di linea e tensioni applicate alla griglia, secondo il fattore K, rapporto di trasformazione. È l'ipotesi enunciata in prima approssimazione al principio di questo numero.

La frequenza per cui la (245-9) è valida si può determinare in base alla (245-8). Sostituendo i valori di $\mathbf{Z}_2$, $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ dati dalla (245-4) si ha per questa espressione:

$$K^2 \mathbf{Z}_s - K \mathbf{Z}_m + K \mathbf{Z}_m + K^2 \frac{1}{j \omega C_e} = 0$$

da cui

$$\mathbf{Z}_s + \frac{1}{j \omega C_e} = R_2 + j \omega L_2 + \frac{1}{j \omega C_e} = 0$$

ed infine, considerando trascurabile la resistenza dell'avvolgimento secondario:

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_e} = 0$$

$$f' = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_2 C_e}} \qquad (245\text{-}10)$$

La frequenza f', frequenza alla quale corrisponde una (approssimativa) proporzionalità fra le tensioni applicate alla griglia e le f. e. m. di linea è chiamata *frequenza di risonanza* del traslatore.

La f', con una scelta opportuna dei valori di L_2 e C_e, può essere fatta cadere in un punto qualunque della scala delle frequenze: è conveniente che tale punto sia quello centrale della banda trasmessa, p. es. 800 Hz. Fissato f' ad 800, poichè C_e è imposto dal tipo di costruzione adottato (e comunque viene ridotto al minimo possibile), risulta determinata anche l'induttanza L_2. In pratica C_e ed L_2 hanno valori tali che il *coefficiente di risonanza* del circuito oscillante (L_2, C_e), dato dalla formula

$$\varepsilon = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{L_2}{C_e}} \qquad (245\text{-}11)$$

risulta molto piccolo, cioè la curva di risonanza è molto appiattita ed il valor massimo poco sensibile.

Per valori di f che non si scostano molto da f' ed a patto che il traslatore sia sufficientemente dimensionato e ben costruito (fughe minime), si può ritenere che il funzionamento del sistema sia lineare e non introduca distorsioni.

Con procedimento analogo a quello che precede, partendo dal valore della corrente all'entrata del traslatore $\mathbf{I}'_e$, si può dimostrare che esiste un secondo valore critico della frequenza, per cui la capacità $C_e = C_2 + C_{fg}$ entra in risonanza.

Questa frequenza è data da

$$f'' = \frac{K}{2\pi\sqrt{(l_1 + K^2 l_2)\, C_e}} \qquad (245\text{-}12)$$

dove con l_1 ed l_2 sono indicate le induttanze relative ai flussi di dispersione. In altre parole, se L_1 ed L_2 sono, come si è detto in precedenza, le induttanze del primario e del secondario, si può distinguere in ciascuna di esse una parte, rispettivamente l_1 ed l_2, tale che

$$L_1 = L'_1 + l_1 \qquad\qquad L_2 = L'_2 + l_2$$

in modo che L'_1 ed L'_2 siano i coefficienti di autoinduzione del corrispondente traslatore perfetto, legati fra di loro dalla solita espressione

$$M = \sqrt{L'_1 \cdot L'_2}.$$

Ovviamente il valore di f'' è tanto più grande quanto più piccole sono l_1 ed l_2, cioè quanto più il traslatore reale si avvicina, per bontà di costruzione, al traslatore perfetto.

Per f'' si fa in modo che cada al di sopra del limite superiore della banda da trasmettere; pertanto il traslatore trasmetterà correttamente una banda tanto più larga, quanto più saranno piccole le fughe e le capacità distribuite degli avvolgimenti.

In quanto al coefficiente di risonanza, esso è in questo caso funzione anche della resistenza del circuito primario (che è posto in serie con la induttanza di fuga l_1) e perciò, applicando la formula (245-11), ε risulta tanto più piccolo quanto più elevato è il modulo dell'impedenza $\mathbf{Z}_l$.

Le considerazioni sul comportamento del traslatore di entrata si chiariscono e riassumono considerando la fig. 603, la quale indica l'andamento del rapporto $\frac{\mathbf{V}_e''}{\mathbf{V}_e'}$ in funzione della frequenza, per un traslatore reale (scelto, a titolo di esempio, con rapporto 1:4) collegato fra un'impedenza $\mathbf{Z}_l$, in serie con una sorgente di f. e. m. $\mathbf{E}$, ed una capacità C_e.

La curva A, misurata con $\mathbf{Z}_l = 0$, mostra spiccatissimo un massimo in corrispondenza di f'', che invece si appiattisce notevolmente con un'impedenza in serie sull'entrata di 5000 ohm (curva B).

Appare, comunque, che in corrispondenza della f' (sempre minore di f'') l'andamento della curva è pressochè indipendente da f, il massimo della curva essendo appena pronunciato.

Se ne conclude che un buon traslatore d'entrata deve:

— avere una L_2 (induttanza del secondario) appropriata alla capacità C_e (somma della capacità propria e del triodo col quale è associato) in modo che la

f' risultante cada all'incirca nel centro della banda da trasmettere (in pratica $f' = 800$ Hz);

— avere un valore delle fughe estremamente ridotto, in modo che la f'' cada il più possibile al di fuori della banda da trasmettere, verso le frequenze alte.

Sono queste le indicazioni che servono per il dimensionamento e la costruzione del traslatore d'entrata. Esse si traducono nelle seguenti norme costruttive:

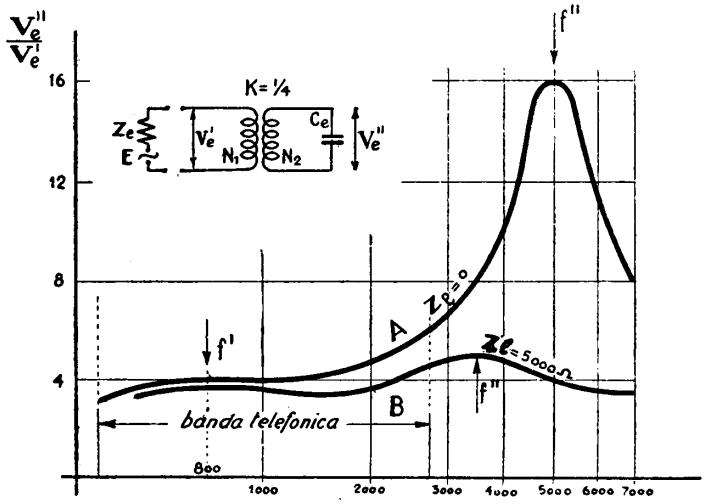


Fig. 603 – Andamento del rapporto V_e''/V_e' in funzione della frequenza per due differenti valori dell'impedenza Z_l.

— avvolgimenti a bassa resistenza; fughe ridotte pressochè a zero con opportuni accorgimenti (avvolgimento eseguito con un sistema che garantisca il massimo concatenamento del flusso, e nucleo chiuso, possibilmente toroidale); capacità propria del secondario piccolissima.

246. Proprietà dei tubi elettronici. La valvola termoionica comunemente impiegata negli amplificatori telefonici, è la valvola a tre elettrodi o *triodo*.

Benchè si debba pensare che il lettore già possieda sufficienti cognizioni sulla struttura e sul funzionamento delle valvole, tuttavia riteniamo utile far seguire un breve richiamo delle principali proprietà di esse.

Emissione termoelettronica è quel fenomeno per cui un filamento metallico, portato all'incandescenza in un ambiente in cui sia stato praticato il vuoto (una ampolla di vetro o di metallo) emette degli *elettroni*, cioè particelle cariche di elettricità negativa che — come insegna la fisica atomica — costituiscono, insieme al nucleo ed in numero variabile per le diverse sostanze, gli atomi.

Fissata la temperatura T alla quale viene portato il filamento, il numero di elettroni emesso per ogni unità di superficie (*emissione specifica*) dipende dalla

natura del metallo. È tanto più grande quanto più elevato è T. Le emissioni più intense si hanno con filamenti di molibdeno, osmio, tantalio, torio o tungsteno.

La temperatura alla quale questi metalli possono essere portati nel vuoto senza fondere raggiunge anche i 2500 gradi assoluti. Un aumento dell'emissione specifica si ha mediante filamenti di nichel, platino o tungsteno ricoperti di uno strato di ossido di bario o di stronzio. Tipi moderni di filamenti sono costituiti di tungsteno al quale viene aggiunto del torio in piccola percentuale. I filamenti all'ossido di bario o di tungsteno toriato richiedono temperature di incandescenza relativamente basse, dell'ordine dei 1000 gradi assoluti o poco più, hanno vita elevata (anche 3 anni) e consumano relativamente poco.

Per portare il filamento alla temperatura richiesta si impiega sia il *riscaldamento diretto*, ottenuto mediante una corrente di intensità adeguata che percorre il filamento stesso, sia il *riscaldamento indiretto*. A quest'ultimo scopo la parte emittente del filamento prende la forma di un sottile tubo, dentro il quale è disposto, isolato, il filo riscaldatore.

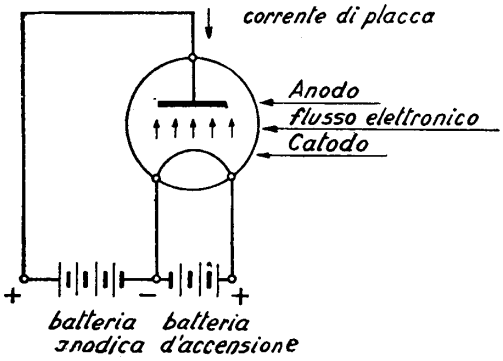


Fig. 604 – Schema di funzionamento di un diodo.

Carica spaziale. — Gli elettroni emessi dal filamento si irradiano in tutte le direzioni in senso perpendicolare alla superficie emittente; il percorso massimo non raggiunge, nel vuoto, più di $^1/_{100}$ di millimetro. Al termine della traiettoria gli elettroni, perduta l'energia cinetica, vengono riattratti dal filamento che, per la perdita delle cariche negative, è a potenziale positivo. Poichè il fenomeno non si arresta, ed elettroni vengono emessi mentre altri sono riassorbiti, a regime un filamento incandescente, nel vuoto, risulta circondato da una nube elettronica costituita esclusivamente da elettricità negativa, di dimensioni massime date dal percorso più lungo delle particelle. La nube in parola prende il nome di *carica spaziale*, ed esercita, come è naturale, un effetto repulsivo sugli elettroni che si accingono a fuoruscire dal filamento. La carica spaziale ha proporzioni tanto maggiori quanto più intensa è l'emissione specifica.

Diodo. — È costituito da un *filamento* incandescente e da una *placca*. Questa può essere a forma di cilindro coassiale al filamento o di una vera e propria placca metallica, posta a distanza di qualche millimetro dal filamento. Come è indicato nella fig. 604 la placca viene portata ad un potenziale *positivo* V_a mediante una sorgente di f. e. m. continua (batteria anodica), collegata col polo + alla placca e col polo — alla estremità negativa della batteria di accensione del filamento (od al filamento stesso se questo è riscaldato indirettamente). In queste condizioni, a filamento incandescente, la distribuzione del potenziale elettrico fra filamento (che, essendo a potenziale più basso prende anche il nome di *catodo*) e placca (che essendo

a potenziale più alto prende il nome di *anodo*) anzichè avere l'andamento lineare indicato con *1* nella fig. 605 (cioè nel caso di filamento non riscaldato) ne assume uno del tipo indicato con *2*. Il potenziale negativo, che assume il massimo valore V_s ad una certa distanza dal filamento, è dato dalla presenza della carica spaziale. La curva è stata esagerata per chiarire il fenomeno, ma, per quello che si è detto più sopra, il valore V_s si ha a distanza brevissima del filamento.

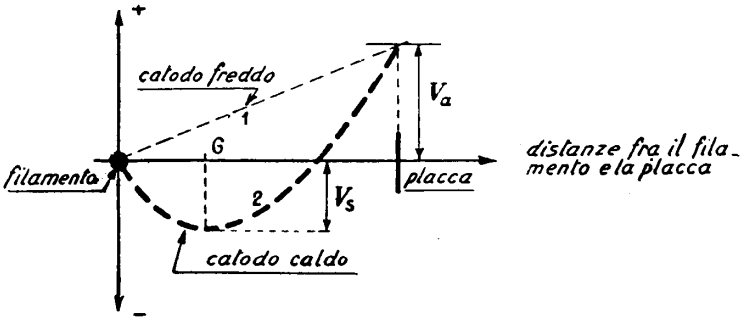


Fig. 605 – Andamento del potenziale nello spazio catodo-anodo.

Dato un certo valore V_a alla tensione anodica, nel circuito di placca si manifesta una *corrente anodica*, dovuta al passaggio di elettroni dal filamento alla placca. Infatti una parte degli elettroni (negativi) emessi dal filamento incandescente viene attratta dalla placca (positiva) e, vincendo la d. d. p. negativa V_s, procede oltre e finisce per precipitare sulla superficie della placca. Questa corrente, per la convenzione che stabilisce come senso positivo quello che procede dal polo + a quello — della batteria, va dalla batteria anodica alla placca e si chiude attraverso lo spazio anodo-catodo (in direzione contraria al flusso elettronico). Se si porta l'accensione del filamento ad una data temperatura T_1 di regime (alla quale corrisponde una determinata emissione specifica) e si misura la corrente anodica I_a per valori progressivamente crescenti di V_a, si costruisce la *curva caratteristica anodica* del diodo, rappresentata in fig. 606. Curve diverse si otterrebbero per temperature minori (T_2) o maggiori (T_3). Si osserva che esiste per ogni curva un valore massimo di V_a, oltre il quale la corrente di placca rimane costante. Ciò avviene perchè tale corrente non può in ogni caso superare il valore che compete alla emissione specifica, alla temperatura data, valore detto di *saturazione*; alla corrente di saturazione cor-

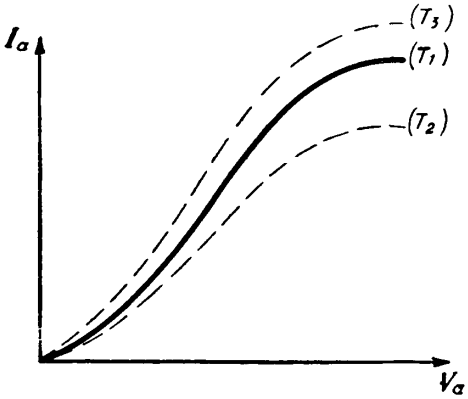


Fig. 606 – Caratteristiche del diodo per diversi valori della temperatura di filamento.

risponde il fatto che tutti gli elettroni emessi dal filamento vengono raccolti dalla placca, mentre per valori minori di V_a una parte degli elettroni torna direttamente al filamento dopo aver concorso a formare la carica spaziale.

Lo spazio fra catodo ed anodo (spazio interelettrodico) si comporta rispetto al circuito della corrente anodica come un conduttore unidirezionale, perchè se si invertisse il segno delle tensioni applicate rispettivamente al filamento ed alla placca non si avrebbe passaggio di corrente. Da ciò il nome di *valvola* dato ai tubi elettronici in genere, ed al diodo in modo particolare, e l'impiego che di esso si fa come raddrizzatore o rivelatore (impiego sul quale non ci dilunghiamo).

Triodo. — Se nell'ampolla di una valvola si introduce un terzo elettrodo, collocandolo all'incirca nel punto indicato con G nella fig. 605, in cui è maggiore l'influenza della carica spaziale, si ottiene il tubo a tre elettrodi o *triodo*. Dalla sua

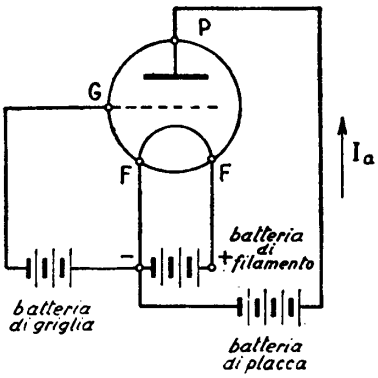


Fig. 607 – Schema di funzionamento di un triodo.

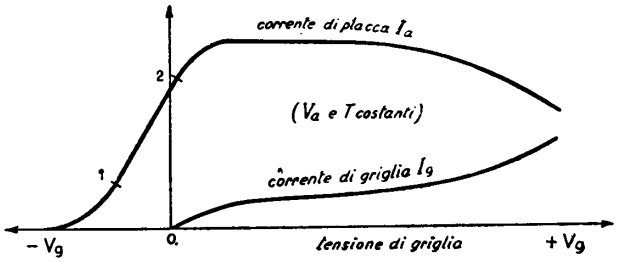


Fig. 608 – Caratteristiche statiche $I_a - V_g$ ed $I_g - V_g$ di un triodo (V_a e T costanti).

forma questo terzo elettrodo prende il nome di *griglia*, ed è costituito da una spirale serrata, coassiale al filamento, di diametro più piccolo della placca, ovvero da una reticella nel caso di triodi con placca piana.

La griglia si connette esternamente con una terza sorgente di f. e. m. (batteria di griglia) secondo lo schema di fig. 607; l'effetto della sua presenza sulla corrente di placca si può osservare se, tenendo fissa la temperatura del filamento incandescente (e quindi l'emissione specifica) e la tensione di placca V_a, si dànno alla tensione di griglia valori diversi, partendo da un massimo negativo, riducendo la tensione a zero e poi progressivamente salendo nei valori positivi. Il risultato è indicato nella *curva caratteristica mutua* $I_a - V_g$ della fig. 608, che dá appunto la corrente anodica I_a al variare di V_g, per V_a e T costanti. Si nota che man mano che la tensione di griglia diminuisce per valori negativi e poi cresce per valori positivi la corrente di placca aumenta fino ad un massimo, oltre il quale le variazioni della V_g non hanno più influenza sulla I_a. Ciò avviene quando I_a ha raggiunto il valore di saturazione. In un tratto intermedio della caratteristica mutua, le variazioni della I_a risultano proporzionali alle variazioni di V_g, per cui la caratteri-

stica ha un andamento rettilineo. Si ha pertanto un modo per regolare la corrente anodica influendo sulla tensione di griglia, ed in ciò consiste la proprietà di *relè termoionico* del triodo. Questa proprietà si spiega considerando che la posizione della griglia, nel punto in cui la carica spaziale è massima, è la più indicata per influire sulla carica stessa: fino a che il potenziale di griglia si conserva negativo, e di valore sufficientemente elevato, l'effetto è di ostacolare il deflusso degli elettroni verso la placca, e si somma a quello proprio della carica spaziale. Una parte degli elettroni è respinta sul filamento, e la parte rimanente prosegue verso l'anodo. Questa seconda parte si fa più intensa via via che la V_g si avvicina a zero. Per deboli valori positivi l'effetto della griglia si somma a quello della placca, e quindi

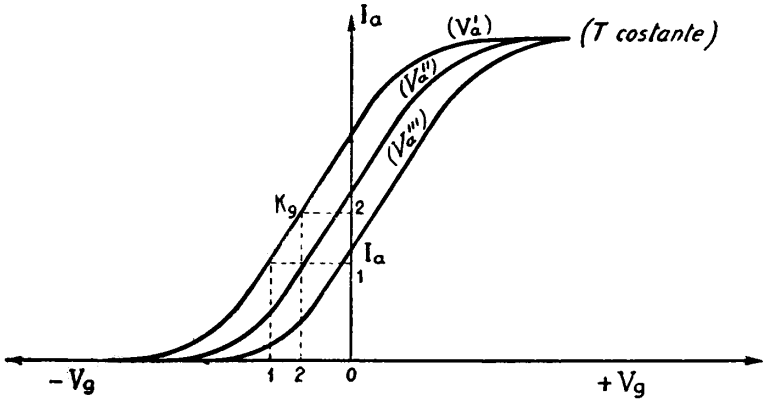


Fig. 609 – Famiglia di caratteristiche statiche $I_a - V_g$ di un triodo, per alcuni valori di V_a e T costante.

accelera il deflusso degli elettroni. Crescendo il potenziale positivo di griglia, essa si comporta come una placca più prossima al filamento e comincia a captare elettroni. Si manifesta da questo punto in poi una *corrente nel circuito di griglia*, la quale ha per risultato un indebolimento della corrente anodica. L'andamento generale è perciò quello della fig. 608.

Agli effetti dell'amplificazione in classe A (senza distorsioni) il tratto che interessa è quello corrispondente alla parte rettilinea della caratteristica (fra i punti *1* e *2*) e cioè con la griglia a potenziale leggermente negativo. Se si traccia un'altra caratteristica $I_a - V_g$ per un secondo valore V''_a della tensione anodica, si ottiene una curva del tutto simile alla prima, ma spostata orizzontalmente verso destra se la V''_a è più bassa della V'_a (fig. 609).

Un'altra curva caratteristica del triodo è quella che si può ottenere osservando i valori che si devono dare a V_a per mantenere fissa la corrente anodica I_a al variare di V_g (caratteristica $V_a - V_g$ a corrente costante). Ed infine si può dare una terza caratteristica che lega l'andamento della corrente anodica al variare della tensione anodica, per valori fissi di V_g (caratteristica anodica $I_a - V_a$).

Le curve così tracciate, ed ottenute per punti, si chiamano *caratteristiche statiche* del triodo, per distinguerle dalle *caratteristiche dinamiche* corrispondenti all'effettivo funzionamento del triodo quando esso è collegato ad una resistenza esterna (vedi numero seguente).

Costanti fondamentali del triodo. — Dalla considerazione delle curve caratteristiche di un triodo si deducono *tre costanti fondamentali* che ne determinano le proprietà ed il funzionamento. Si definisce *fattore di amplificazione* μ il rapporto fra le variazioni della tensione anodica V_a e le variazioni della tensione di griglia V_g che ne sono la causa, quando la corrente di placca I_a rimane costante. Per valori di V_a e V_g, variabili entro un campo determinato, ed in particolare per $V_g < 0$, μ è praticamente costante per ogni triodo (vedi fig. 610) ed è tanto più grande quanto maggiore è la distanza fra placca e griglia (in rapporto alla distanza placca-filamento), quanto più fitti sono i fili o le maglie della griglia, e quanto più grosso il filo di cui tale griglia è costituita.

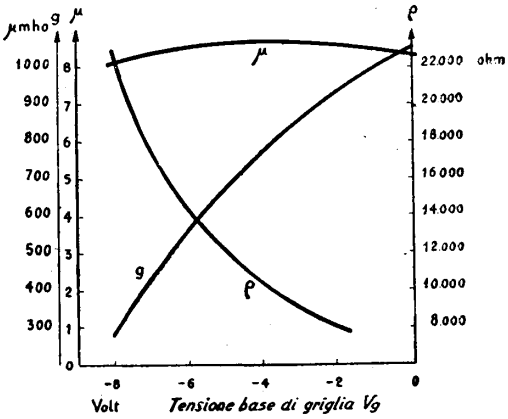


Fig. 610 – Andamento delle costanti di un triodo in funzione di V_g (tensione base di griglia).

Il rapporto ρ fra le variazioni di V_a e le corrispondenti variazioni di I_a, per V_g costante, prende il nome di *resistenza interna* del triodo. L'andamento di ρ per valori diversi di V_g è indicato in fig. 610.

Infine, il rapporto g fra le variazioni della corrente anodica I_a e le corrispondenti variazioni di V_g, quando V_a rimane costante, si chiama *transconduttanza* o *conduttanza mutua*. Poichè questa costante risulta dal rapporto fra ordinate ed ascisse della curva caratteristica $I_a - V_g$ (fig. 609) ad essa si dà anche il nome di *pendenza* del triodo. L'andamento di g al variare di V_g è quello indicato dalla fig. 610. Poichè

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad ; \quad \rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \quad ; \quad g = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

risulta che le tre costanti sono interdipendenti secondo l'espressione

$$g = \frac{\mu}{\rho} \, . \tag{246-1}$$

Tubi con più di tre elettrodi. — Allo scopo di modificare le costanti del triodo e renderlo atto a determinate funzioni, sono stati introdotti nei tubi altri elettrodi

oltre ai tre principali. Per quanto si riferisce agli usi telefonici interessa accennare ai *tètrodi* ed ai *pèntodi*.

Nel comune tetrodo, detto anche *tubo a griglia schermante*, il quarto elettrodo è una seconda griglia, collocata in prossimità della placca e portata ad una tensione base positiva minore di quella di placca (da $^1/_3$ ad $^1/_2$). La griglia-schermo ha principalmente la funzione di ridurre la capacità filamento-placca e di aumentare il coefficiente di amplificazione, rispetto ai valori ottenibili con un triodo di uguali proporzioni. Anche la resistenza interna risulta aumentata, mentre la pendenza conserva lo stesso ordine di grandezza come nei triodi. Ciò perchè la griglia-schermo, essendo molto fitta, vicina alla placca ed a potenziale inferiore ad essa, assorbe gli elettroni emessi dal filamento, e per « emissione secondaria », dovuta al bombardamento elettronico, invia verso la placca un numero di elettroni assai più grande di quello primario emesso dal filamento. La corrente anodica risulta quindi aumentata, e (al di sopra di un certo valore della tensione anodica, per es., sopra i 100 volt) pressochè indipendente dalla tensione di placca. Ciò permette di raggiungere valori di μ (fattore di amplificazione) molte volte più grandi di quelli dei triodi ordinari (da 100 a 1000 rispetto ai $5 \div 50$ dei triodi).

Il *pèntodo* contiene, oltre al filamento ed alla placca, tre griglie, che possono venire collegate in maniera diversa dando luogo ad un comportamento differente.

Nel collegamento normale si hanno in ordine, a partire dal filamento: la prima griglia che è la griglia principale o di controllo, alla quale come di solito è applicata la tensione d'entrata; una seconda griglia (la griglia-schermo) portata, come nel tètrodo, ad una tensione positiva più bassa della tensione di placca, ed infine una terza griglia, detta di soppressione, che è portata al potenziale del filamento mediante connessione diretta con questo. Rispetto al tètrodo, la presenza del soppressore elimina totalmente gli effetti di una emissione secondaria di placca dovuta al bombardamento elettronico sulla sua superficie, permettendo di ottenere valori molto elevati della corrente anodica a parità di altre condizioni. Perciò questo tubo è atto a fornire una potenza sul carico esterno più elevata di quella ricavabile dal triodo ordinario e dal tètrodo a griglia schermante. Ciò gli ha valso la comune denominazione di *valvola di potenza*.

Equazione del triodo. — La famiglia di curve caratteristiche $I_a - V_g$ (di cui ciascuna curva corrisponde ad un determinato valore fisso della tensione di placca) si può rappresentare con una equazione del tipo

$$\mathbf{I}_a = K\,(\mu\,\mathbf{V}_g - \mathbf{V}_a)^x \qquad (246\text{-}2)$$

in cui K è una costante costruttiva del triodo, e l'esponente x varia con la curvatura della curva caratteristica; inoltre le grandezze elettriche sono da considerarsi vettoriali perchè risultano dalla somma di grandezze base continue e di grandezze alternative.

Nel tratto rettilineo (fra i punti *1* e *2* della fig. 608) x è uguale all'unità, e l'equazione diviene

$$\mathbf{I}_a = K\,(\mu\,\mathbf{V}_g - \mathbf{V}_a) \qquad (246\text{-}3)$$

la quale definisce il triodo come una resistenza, di valore $\frac{1}{K}$, nella quale la corrente $\mathbf{I}_a$ produce una d. d. p. data dalla somma della tensione di griglia $\mu \mathbf{V}_g$ e della *tensione di placca riportata alla griglia* secondo il fattore di amplificazione μ.

La (246-3) si può mettere anche sotto la forma:

$$\frac{1}{K} \mathbf{I}_a = \mu \mathbf{V}_g - \mathbf{V}_a$$

e poichè nel tratto rettilineo della caratteristica $\frac{1}{K}$ non è altro che la resistenza interna ρ, si ricava infine

$$\rho \mathbf{I}_a = \mu \mathbf{V}_g - \mathbf{V}_a \qquad (246\text{-}3)$$

equazione che rappresenta, per un triodo di date costanti, il tratto rettilineo della famiglia di curve caratteristiche mutue.

247. Funzionamento del triodo amplificatore in classe A. — Conto tenuto del vario comportamento al mutare della frequenza, risulta dalle considerazioni del n° 245 e dal diagramma della fig. 603 che in un largo intorno della frequenza f' di risonanza del secondario — e, quindi, nella banda delle frequenze vocali — il traslatore d'entrata contribuisce, in ragione del rapporto di trasformazione, alla amplificazione della tensione in arrivo dalla linea.

L'amplificazione di tensione totale risulta dall'insieme *traslatori-triodo.*

In un triodo amplificatore che eroghi sopra una resistenza R (fig. 611) l'equazione del tratto rettilineo della caratteristica mutua:

$$\rho \mathbf{I}_a + \mathbf{V}_a = \mu \mathbf{V}_g$$

ci permette di calcolare il rapporto fra le tensioni $\mathbf{V}_a$ all'uscita e $\mathbf{V}_g$ all'entrata.

Infatti, poichè

$$\mathbf{V}_a = R \mathbf{I}_a$$

si ha

$$\rho \mathbf{I}_a + R \mathbf{I}_a = \mu \mathbf{V}_g,$$

da cui

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{V}_g \frac{\mu}{\rho + R} \qquad (247\text{-}1)$$

e moltiplicando per R,

$$R \mathbf{I}_a = \mathbf{V}_g \frac{\mu R}{\rho + R} = \mathbf{V}_a . \qquad (247\text{-}2)$$

Il rapporto cercato è quindi

$$A = \frac{\mathbf{V}_a}{\mathbf{V}_g} = \frac{\mu R}{\rho + R} \tag{247-3}$$

Si vede che l'*amplificazione di tensione* (indicata da questo rapporto) è tanto più grande quanto maggiori sono μ ed R e quanto più piccola è ρ. Per un determinato triodo, dati μ e ρ, volendo aumentare l'amplificazione si potrebbe pensare di aumentare R, ma ciò condurrebbe ad una diminuzione di $\mathbf{I}_a$, da cui dipende $\mathbf{V}_a$, e costringerebbe ad elevare la tensione della batteria anodica base.

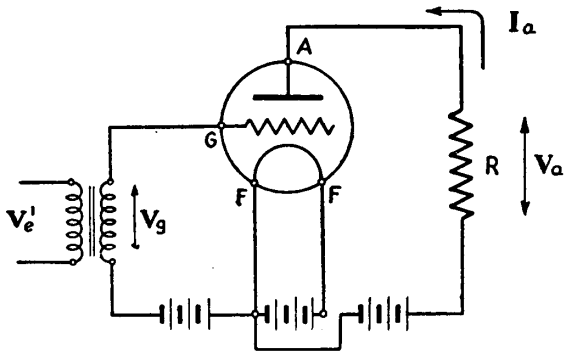


Fig. 611 – Schema di inserzione di un triodo.

Per determinare il valore più conveniente di R, ai fini dell'energia ottenuta all'uscita dall'amplificatore, osserviamo che la potenza erogata sul carico ohmico R è data da

$$\mathbf{V}_a\,\mathbf{I}_a = R\,\mathbf{I}_a \cdot \mathbf{I}_a = R\,\mathbf{V}_g^2 \frac{\mu^2}{(\rho + R)^2} \tag{247-4}$$

espressione che ha un massimo in corrispondenza del massimo di $\dfrac{R}{(\rho + R)^2}$ [1] cioè per $\rho = R$. A questa condizione, pertanto, corrisponde il *massimo dell'erogazione di potenza sul carico.*

---

[1] Determinazione del massimo di $\dfrac{R}{(\rho + R)^2}$.

Derivando rispetto ad R ed uguagliando a zero:

$$(\rho + R)^2 - 2\,R\,(\rho + R) = 0$$
$$\rho^2 + 2\,\rho\,R + R^2 - 2\,\rho\,R - 2\,R^2 = 0$$
$$\rho^2 - R^2 = 0, \qquad \text{cioè} \qquad \rho = R \qquad \text{c. v. d.}$$

Nell'ipotesi di $\rho = R$, il valore della amplificazione di tensione (247-3) diviene:

$$A = \frac{\mathbf{V}_a}{\mathbf{V}_g} = \frac{\mu R}{2 R} = \frac{\mu}{2} \qquad (247\text{-}5)$$

cioè la metà del fattore d'amplificazione proprio del triodo. Volendo che la condizione $\rho = R$ sia rispettata, ma non desiderando per R un valore troppo elevato, non rimane che la scelta di un triodo a basso valore di ρ.

Ma ρ dipende dalle caratteristiche costruttive del tubo, ed è più grande proprio nei triodi che presentano un più alto valore di μ. Se vogliamo adoperare un triodo ad alto coefficiente di amplificazione, dobbiamo sceglierlo ad alta resistenza interna. E se vogliamo che l'amplificazione di tensione sia elevata, e massimo il trasferimento di potenza, dobbiamo dare ad R lo stesso ordine di grandezza di ρ. La resistenza interna può raggiungere qualche migliaio e fino a venti o trentamila ohm. Quindi il valore di R non dovrebbe essere inferiore, caso per caso, a tali valori, e, semmai, superiore.

Per vincere la difficoltà qui accennata, il circuito di placca viene collegato alla resistenza di carico (cioè alla impedenza pressochè reale della linea) con un traslatore adattatore d'uscita avente un valore del rapporto di trasformazione tale che l'impedenza della linea, misurata dal lato della placca, appaia la più alta possibile e, comunque, di valore non inferiore a quello della resistenza interna del triodo. La corrente continua fornita dalla batteria anodica, allora, percorre solo la debole resistenza ohmica dell'avvolgimento primario, trascurabile rispetto a ρ, e non viene influenzata dal valore del carico esterno. In tal modo si può ottenere un alto valore dell'amplificazione, senza ricorrere ad elevate tensioni della batteria di placca.

Abbiamo così esaminato le funzioni ed i rapporti reciproci fra i tre organi elementari costituenti il quadripolo attivo di un amplificatore.

Il dimensionamento di questi organi è molto influenzato dalla condizione essenziale che l'amplificatore sia « lineare », il che, come sappiamo, equivale a dire che la forma della tensione d'uscita sia scrupolosamente simile a quella della tensione in arrivo dalla linea.

Intanto, per le ragioni già esaminate a suo tempo nei traslatori di linea ed inoltre per ridurre a zero le fughe e portare assai in alto il valore della frequenza f'' di risonanza, è indispensabile che il traslatore d'entrata ed anche quello d'uscita, lavorino in condizioni tali da poter essere assimilati a trasformatori ideali; quindi il flusso nel nucleo deve raggiungere valori molto piccoli rispetto a quello di saturazione e l'accoppiamento dei due avvolgimenti deve essere praticamente perfetto. Se questo è realizzato, la distorsione di non linearità nei traslatori è praticamente trascurabile, come trascurabile è quella di ampiezza se si ha cura di « accordare » l'induttanza del secondario del traslatore d'entrata con la capacità distribuita (quella della valvola risulta trascurabile) al valore di 800 Hz.

Per quanto si riferisce ai rapporti di trasformazione, quello del traslatore di entrata deve essere scelto in vista di ottenere una forte elevazione di tensione. A

limitare ciò interviene il fatto che il valor massimo della tensione alternata nel secondario, e cioè della tensione applicata alla griglia in + ed in — rispetto alla tensione base, non deve uscir fuori dai limiti indicati dalla caratteristica del triodo perchè il funzionamento sia in classe *A*, cioè compreso nel tratto rettilineo della caratteristica (tratto *1-3* della fig. 599). A questo proposito anzi, più che alla caratteristica statica (ottenuta per punti, come abbiamo visto al numero precedente, dalla misura delle correnti di placca che corrispondono a valori successivi della tensione base di griglia, per una data tensione della batteria anodica) è necessario

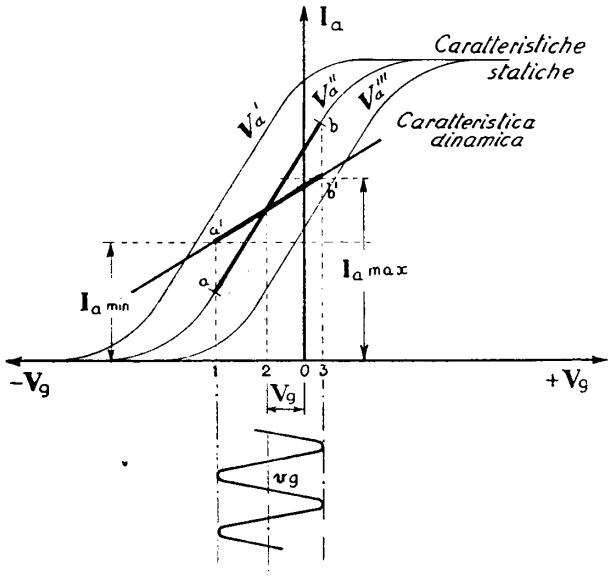


Fig. 612 – Caratteristica dinamica $I_a - V_g$ di un triodo.

riferirsi alla *caratteristica dinamica*, che, come è rappresentato in fig. 612, ha una inclinazione minore rispetto all'asse delle ascisse. Durante il funzionamento, infatti, la tensione di griglia è in ogni istante la somma della tensione costante base negativa $-V_g$, e del valore istantaneo v_g della tensione alternativa di linea: $\mathbf{V}_g = -V_g \pm v_g$. Corrispondentemente la d. d. p. ai capi del carico di uscita **Z** (od *R*), è data dalla somma della V_a, costante, fornita dalla batteria anodica e del valore istantaneo v_a della tensione ottenuta per amplificazione: $\mathbf{V}_a = V_a + v_a$. Poichè $\mathbf{V}_a$ non è costante ma pulsante alla frequenza di v_g, il punto che dà in ogni istante il valore di $\mathbf{I}_a$, anzichè spostarsi da *a* a *b* sulla caratteristica statica, si sposta da *a'* a *b'*, lungo una linea che è l'insieme dei punti presi sulle successive caratteristiche statiche e corrispondenti all'effettivo valore istantaneo di $\mathbf{V}_a$.

Occorre dunque che l'escursione fra i valori massimo e minimo di $\mathbf{I}_a$ sia compresa nella zona rettilinea della caratteristica dinamica, di cui il punto *2* (tensione base di griglia) corrisponde al centro. In caso contrario il triodo non ha più una

« risposta » lineare, cioè la tensione lato placca contiene delle armoniche che non erano presenti sulla griglia.

Dato, quindi, il valore massimo che non si deve superare per non sovraccaricare il triodo, ($\mathbf{V}_g$ fra 0 ed 1, nella fig. 612) ed il presunto valor massimo della tensione $\mathbf{V}_e$ all estremità della linea in arrivo, il rapporto di queste due tensioni fissa il massimo rapporto di trasformazione consentito per il traslatore di entrata (si è già detto che, a seconda del tipo di triodo, si va da 8÷10 a 20 e più).

Il rapporto ottimo che il traslatore d'uscita deve avere, all'incirca è dato da:

$$\sqrt{\frac{\rho}{Z}}$$

essendo ρ la resistenza interna del triodo e Z il modulo dell'impedenza di linea. Per es. per $\rho = 30.000$ ohm e $Z = 600$ ohm, si ottiene un rapporto di trasformazione di circa 7 attraverso il quale la linea apparirà come avente una resistenza di circa $600 \cdot 7^2 = 29.400$ ohm. Per ogni millivolt efficace applicato alla griglia, se per il triodo in parola $\mu = 7$, si hanno (formula 247-3):

$$\frac{\mu R}{\rho + R} = 3{,}5 \text{ mV}$$

di tensione in uscita ai capi della linea esterna, e ciò in accordo alla (247-5) che stabilisce, quando $\rho = R$, il valore $\frac{\mu}{2}$ per il rapporto di amplificazione.

248. Guadagno. — L'elemento di amplificatore, considerato come un quadripolo attivo che collega l'impedenza della linea entrante a quella della linea uscente, realizza un *guadagno* della potenza apparente $\mathbf{V} \cdot \mathbf{I}$, intendendosi per guadagno una grandezza della stessa natura dell'attenuazione ed omogenea ad essa: se l'attenuazione viene convenzionalmente misurata da numeri *positivi*, i guadagni risulteranno indicati con numeri *negativi*.

Per dare una definizione generale del guadagno, dobbiamo riportarci alla definizione dell'*attenuazione di inserzione* data, al n° 213, per un quadripolo passivo collegato fra due impedenze qualsiasi. Con gli stessi simboli impiegati nello schema della fig. 543, l'inserzione del quadripolo attivo fra $\mathbf{Z}_r$ e $\mathbf{Z}_g$ è rappresentata in fig. 613.

Il guadagno è, perciò, in generale, espresso da

$$G = \frac{1}{2} \log_e \frac{\mathbf{V}_u' \, \mathbf{I}_u'}{\mathbf{V}_u \, \mathbf{I}_u} \text{ neper} \qquad (248\text{-}1)$$

essendo $\mathbf{V}_u' \cdot \mathbf{I}_u'$ la potenza apparente che il generatore erogherebbe direttamente sul ricevitore, e $\mathbf{V}_u \cdot \mathbf{I}_u$ la potenza erogata dal quadripolo sullo stesso ricevitore

dopo la sua inserzione fra $\mathbf{Z}_g$ e $\mathbf{Z}_r$. Il denominatore risulterà in generale più grande del numeratore, per cui a G corrispondono, come si è detto, valori numerici negativi.

Quando l'amplificatore lavora su di una linea omogenea o pupinizzata, si può ritenere che $\mathbf{Z}_g$ e $\mathbf{Z}_r$ coincidano nell'unico valore $\mathbf{Z}$, impedenza caratteristica della linea.

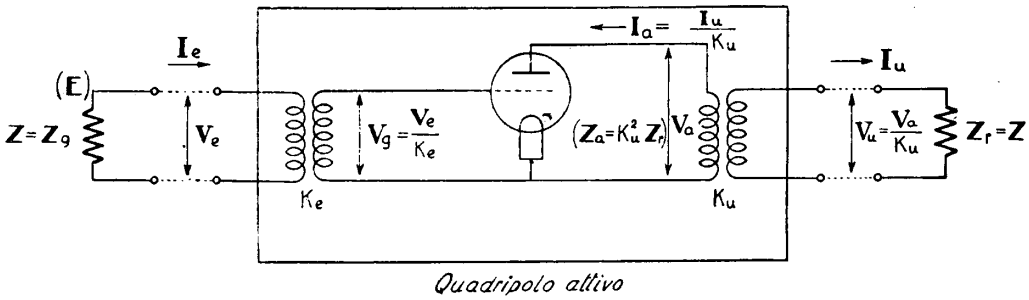


Fig. 613 – Definizione del guadagno.

Si ottiene allora per il guadagno un'espressione corrispondente a quella data per l'*attenuazione composita* nella formula (213-17):

$$G' = \log_e \frac{\mathbf{E}}{2\,\mathbf{I}_u\,\mathbf{Z}} \text{ neper}, \tag{248-2}$$

espressione alla quale può essere data una forma conveniente per l'impiego pratico, nel modo che segue.

Per la (247-1) è — fig. 613 —:

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{V}_g \frac{\mu}{\rho + \mathbf{Z}_a}$$

e poichè si ha dalla stessa figura:

$$\mathbf{I}_a = \frac{\mathbf{I}_u}{K_u} \quad ; \quad \mathbf{V}_g = \frac{\mathbf{V}_e}{K_e} \quad ; \quad \mathbf{Z}_a = K_u^2\,\mathbf{Z}_r\,,$$

sostituendo si ottiene:

$$\frac{\mathbf{I}_u}{K_u} = \frac{\mathbf{V}_e}{K_e}\,\frac{\mu}{\rho + K_u^2\,\mathbf{Z}_r}.$$

Ma il traslatore d'uscita ha la funzione di rendere approssimativamente uguali ρ e $K_u^2\,\mathbf{Z}_r$, per cui:

$$\mathbf{I}_u = \mathbf{V}_e \frac{K_u}{K_e}\,\frac{\mu}{2\,\rho}.$$

Sostituendo nella (248-2) si ha:

$$G' = \log_e \frac{\mathbf{E}}{2\,\mathbf{V}_e} \; \frac{K_e}{K_u} \; \frac{2\,\rho}{\mathbf{Z}\,\mu} \text{ neper} . \tag{248-3}$$

Nel caso, abbastanza prossimo al vero, in cui l'impedenza di entrata $\mathbf{V}_e/\mathbf{I}_e$ sia uguale a $\mathbf{Z}$, si ha $\mathbf{V}_e = \frac{\mathbf{E}}{2}$ e la formula diviene semplicemente

$$G' = \log_e \frac{K_e}{K_u} \; \frac{2\,\rho}{\mu\,\mathbf{Z}} \text{ neper} \tag{248-4}$$

la quale dà il guadagno dell'elemento di amplificatore, note le costanti del triodo ρ e μ ed i rapporti di trasformazione (nel senso ovest-est) dei due traslatori.

Infine, quando non solo l'impedenza di entrata coincide con l'impedenza caratteristica, ma entrambe possono considerarsi *due resistenze pure di 600 ohm*, la espressione (248-4) diviene

$$g = \log_e \frac{K_e}{K_u} \; \frac{2\,\rho}{\mu\,R} \text{ neper} \tag{248-5}$$

che possiamo denominare, in accordo a quanto è stato detto al n° 213 (formula 213-18), l'*equivalente* dell'amplificatore. Secondo quanto detto nel luogo citato il valore g deve coincidere con il logaritmo neperiano del rapporto fra le tensioni (o le correnti) all'entrata ed all'uscita dell'amplificatore (sotto carico):

$$g = \log_e \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{V}_u} = \log_e \frac{\mathbf{I}_e}{\mathbf{I}_u} . \tag{248-6}$$

Per un amplificatore avente:

$$K_e = \frac{1}{20} \quad ; \quad \mu = 7 \quad ; \quad \rho = 30.000 \text{ ohm} \quad ; \quad K_u = 7$$

si trova per il guadagno su 600 ohm (equivalente):

$$g = \log_e \frac{1}{20 \times 7} \; \frac{2 \times 30.000}{7 \times 600} = \log_e \frac{1}{9{,}8} = -2{,}3 \text{ neper} .$$

Tale guadagno corrisponde ad un rapporto fra la tensione all'uscita e quella all'entrata di circa 10, e ad un rapporto fra le potenze apparenti di circa 100.

249. Regolazione del guadagno. — Il guadagno di un amplificatore telefonico deve poter essere variato a volontà, entro certi limiti, in modo da regolarlo sulla lunghezza più o meno grande della linea alla quale esso è associato. Ciò si fa a mezzo di un organo sussidiario detto *potenziometro* e talvolta anche variando il rapporto di trasformazione del trasformatore d'entrata, in modo da aumentare o diminuire le tensioni applicate alla griglia.

Vediamo brevemente quale sia il modo migliore per realizzare un potenziometro.

In fig. 614 prima del traslatore d'entrata di un amplificatore vediamo disposta in parallelo una resistenza R_1 sulla quale una presa variabile può assumere differenti posizioni (dispositivo potenziometrico). Se l'impedenza **Z** della linea è sensibilmente reale (come avviene per le linee aeree e per quelle in cavi pupinizzati), allora ad R_1 deve darsi il valore R del modulo di tale impedenza caratteristica, onde realizzare la terminazione che non dia luogo a riflessione.

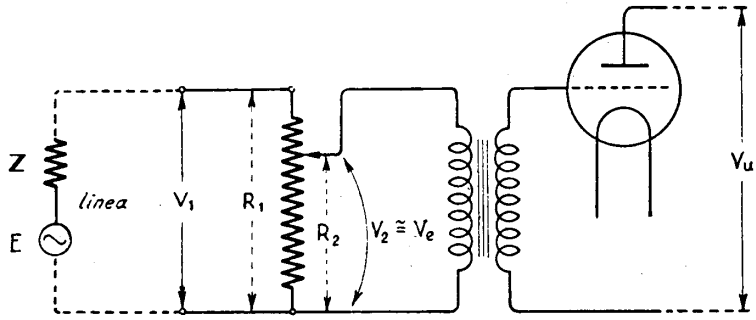


Fig. 614 – Regolazione del guadagno.

Al variare della presa su R_1 corrisponde una variazione della resistenza R_2 collegata al primario del traslatore d'entrata, e, quindi, della tensione $\mathbf{V}_e$ ad esso applicata. Ad ogni posizione, il valore del guadagno $g = \log_e \frac{\mathbf{V}_e}{\mathbf{V}_u}$ sarà diverso, e potremo quindi effettuare la regolazione a volontà.

Tutto ciò sta bene se ci riferiamo ad una determinata frequenza, per es. a quella di risonanza f' (formula 245-10). A questa frequenza sappiamo che il traslatore d'entrata si comporta come un elevatore di tensione perfetto, per cui, essendo praticamente nulla la corrente di griglia, la corrente che percorre il primario si riduce al solo valore corrispondente alle fughe.

La linea si comporta, dal lato griglia, come un generatore di tensione la cui impedenza è assai elevata e costante.

Allontanandoci dalla frequenza f' (per valori crescenti o decrescenti) queste considerazioni però si fanno sempre più approssimative. Per una frequenza notevolmente più bassa o più alta, la corrente che percorrerà il ramo primario sarà sensibilmente più grande, con conseguente caduta di tensione ai capi di R_2. L'impe-

denza di linea misurata dalla griglia non si può più considerare costante, ma dipende dalla frequenza.

È pertanto indispensabile fare in modo che, al variare della presa sul potenziometro, l'impedenza *apparente* di linea rimanga costante. Ciò si realizza aggiungendo dei valori ausiliari $r_1 r_2 \ldots$ in serie sulle singole prese, di resistenza tale da mantenere appunto costante la resistenza apparente (fig. 615).

Il calcolo dei vari rami del potenziometro così costruito può essere impostato come segue.

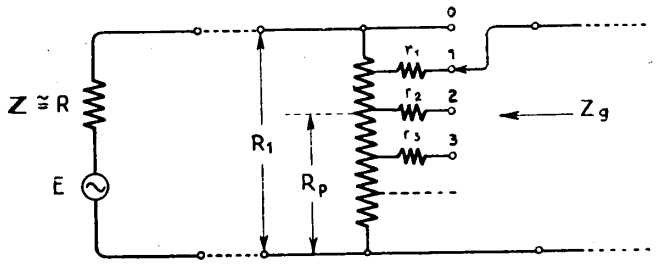


Fig. 615 – Schema di un potenziometro a gradini.

L'impedenza $\mathbf{Z}_g$ del potenziometro lato griglia è data, indicando con R_p ed r_p i valori delle resistenze in parallelo ed in serie nella generica posizione p del potenziometro, da:

$$\mathbf{Z}_g = r_p + \frac{(R_1 - R_p + R_1)\, R_p}{(R_1 - R_p + R_1) + R_p} = r_p + \frac{R_p\,(2\,R_1 - R_p)}{2\,R_1}\,. \qquad (249\text{-}1)$$

Nella posizione c, come è indicato in figura, si ha $r_p = 0$ ed $R_p = R_1$; la (249-1) diviene:

$$\mathbf{Z}_g = \frac{R_1^2}{2\,R_1} = \frac{R_1}{2}$$

valore che si può sostituire nella (249-1) ottenendo

$$r_p = \frac{R_1}{2} - \frac{R_p\,(2\,R_1 - R_p)}{2\,R_1} = \frac{R_1^2 - R_p\,(2\,R_1 - R_p)}{2\,R_1} =$$

$$= \frac{R_1^2 - 2\,R_p\,R_1 + R_p^2}{2\,R_1} = \frac{(R_1 - R_p)^2}{2\,R_1}\,. \qquad (249\text{-}2)$$

Con questa formula, in corrispondenza alle varie posizioni R_p, è facile trovare i valori delle r_p; essi soddisferanno alla condizione che l'impedenza $\mathbf{Z}_g$ rimanga fissa, e la regolazione del guadagno risulterà indipendente dalla frequenza. In altre

parole, se si tracciano tante curve del guadagno in funzione della frequenza quante sono le posizioni del potenziometro, esse risultano *tutte fra di loro parallele.*

In alcuni tipi di amplificatori la regolazione del guadagno è fatta mediante due potenziometri: uno per le piccole variazioni (passi di 1 o 2 centesimi di neper) l'altro per le grandi variazioni (passi di un decimo di neper). Il primo potenziometro è del tipo variabile sopra esaminato; il secondo è costituito da quadripoli fissi, di attenuazione determinata (per es. di 0,1 neper) che vengono inseriti a catena con la manovra di chiavi C (fig. 616).

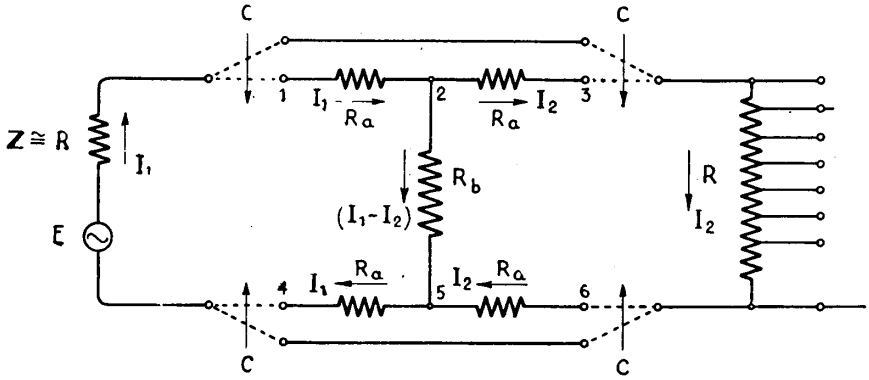


Fig. 616 – Schema di un attenuatore fisso a doppio T.

Gli attenuatori fissi trovano applicazione anche negli strumenti di misura (vedi per es. il n° 17), come complementi di linea e nelle apparecchiature ad alta frequenza.

Stabilito il calcolo dell'attenuatore a T è facile determinare i valori per il π equivalente (n° 212).

Il calcolo del T (o del doppio T, come è d'uso per ragioni di bilanciamento dei due fili) rappresentato in fig. 616 si può impostare come segue.

Per la prima maglia si ha:

$$\mathbf{E} = \mathbf{I}_1 (R + 2 R_a) + (\mathbf{I}_1 - \mathbf{I}_2) R_b \ .$$

Per la seconda:

$$O = \mathbf{I}_2 (R + 2 R_a) - (\mathbf{I}_1 - \mathbf{I}_2) R_b \ .$$

Da queste due equazioni, ponendo $\frac{\mathbf{I}_2}{\mathbf{I}_1} = p$ ed osservando che $\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{I}_1} = 2 R$ (poichè $\mathbf{E}$ è la f. e. m. di impedenza interna R che dà luogo ad una corrente $\mathbf{I}_1$ su di un carico esterno R) si ricava

$$R_a = \frac{R (1 - p)}{2 (1 + p)} \qquad R_b = \frac{2 Rp}{1 - p^2} \qquad (249\text{-}3)$$

le quali risolvono il quadripolo a doppio T quando sia prefissato il rapporto p fra le correnti all'uscita ed all'entrata. Se si vuole, per es., costruire un attenuatore che abbia 0,1 neper di equivalente ($R = 600$ ohm) sarà:

$$\log_e \frac{1}{p} = 0{,}1, \qquad \text{cioè} \qquad p = e^{-0{,}1} = 0{,}905$$

$$R_a = \frac{600\,(1 - 0{,}905)}{2\,(1 + 0{,}905)} = 14{,}5 \text{ ohm}$$

$$R_b = \frac{2 \times 600 \times 0{,}905}{1 - 0{,}905^2} = 6000 \text{ ohm}.$$

250. Adattamento dell'amplificatore alla caratteristica attenuazione-frequenza della linea. — Così come è stato studiato nelle varie parti, un amplificatore telefonico potrebbe già servire allo scopo fondamentale cui è destinato (naturalmente, in una sola direzione di trasmissione).

Di solito viene completato con altri due quadripoli passivi: un *filtro* ed un circuito antidistorcente, o *eguagliatore di attenuazione* (detto anche *equalizzatore*).

Il primo serve a limitare la gamma delle frequenze trasmesse dall'amplificatore, alla parte effettivamente utile. Infatti ogni frequenza inutile (o non strettamente necessaria) dal punto di vista della intelligibilità (n° 208) sovraccaricherebbe senza vantaggio l'amplificatore, se essa si presentasse con un valore massimo elevato, dando anche luogo a distorsione non lineare (produzione di armoniche) da parte del triodo, se tale valore massimo superasse i limiti del tratto rettilineo della caratteristica (punti *1-3* della fig. 612).

Sappiamo che l'intelligibilità resta superiore all'80 % se ci limitiamo a trasmettere la banda fra 300 e 2400 Hz. Impiegheremo perciò un *filtro di banda*, attraverso il quale le frequenze da 300 a 2400 Hz possano passare senza sensibile attenuazione, mentre quelle al disotto ed al disopra di questa banda subiscono una forte attenuazione.

Sul calcolo e la costituzione dei filtri, la cui importanza si è grandemente accresciuta con l'avvento delle alte frequenze, ci intratterremo in modo più dettagliato nel capitolo seguente.

L'eguagliatore di attenuazione serve a compensare gli effetti nocivi della distorsione di 1ª specie (n° 221). Ricordiamo, infatti, che l'attenuazione, anche su di una linea pupinizzata, è sempre crescente col crescere delle frequenze (fig. 563). Le norme internazionali fissano a tale proposito che è da intendersi *effettivamente trasmessa* una frequenza quando la differenza fra l'attenuazione a questa frequenza e l'attenuazione ad 800 Hz non supera *un neper* (fig. 617).

Senza l'equalizzatore, per ogni sezione di linea l'amplificatore (che riproduce fedelmente la forma della tensione all'entrata) ritrasmetterebbe sulla sezione seguente la tensione amplificata ed affetta dalla distorsione prodotta nel tronco pre-

cedente. L'amplificatore successivo amplificherebbe di nuovo, fedelmente, la corrente in arrivo, affetta dall'ulteriore distorsione del tronco di linea che lo precede, e così via; ogni nuova amplificazione non farebbe che sommare le distorsioni introdotte nei successivi tronchi di linea. Ben presto l'esaltazione delle frequenze *basse* rispetto a quelle alte introdurrebbe una alterazione di timbro tale che la conversazione, indipendentemente dal livello in arrivo all'estremità lontana, non sa-

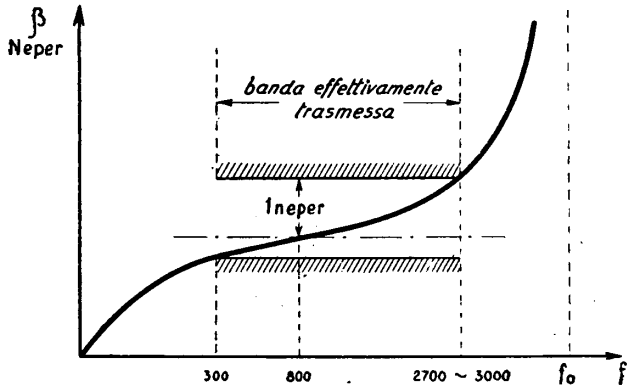


Fig. 617 – Definizione della banda di frequenze effettivamente trasmessa.

rebbe affatto intelligibile. Si può, per esempio, calcolare che per un circuito in cavo, con conduttori da mm 1,3 e pupinizzazione H 177 (ai quale corrisponde ad 800 Hz una attenuazione di 0,0217 nep/km), dopo tre sole sezioni di amplificazione si avrebbe una differenza di attenuazione fra le basse e le alte frequenze di oltre quattro neper, con una distorsione di ampiezza evidentemente inammissibile.

A ciò rimedia l'equalizzatore, posto fra la linea e l'entrata dell'amplificatore e consistente in un insieme di condensatori e di induttanze montate in modo da ottenere che il quadripolo attivo (amplificatore) presenti una caratteristica guadagno-

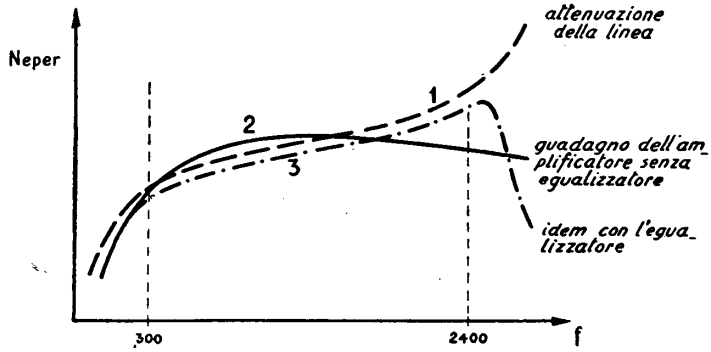


Fig. 618 – Caratteristiche di attenuazione del circuito e di guadagno dell'amplificatore senza e con egualizzatore.

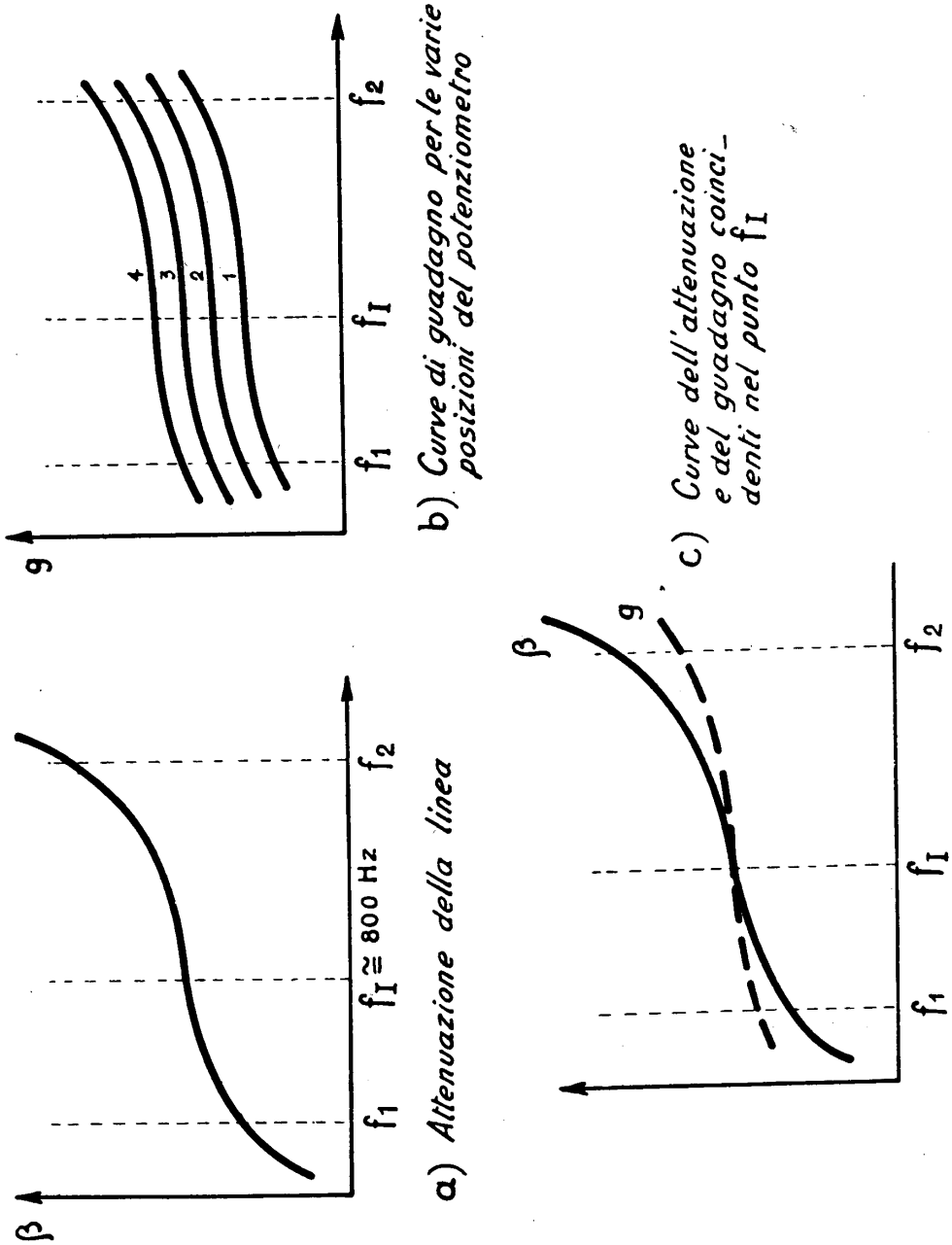


Fig. 619 – Regolazione del guadagno col potenziometro.

frequenza combaciante (per la banda da trasmettere) con quella attenuazione-frequenza della linea alla quale l'amplificatore è associato. Per esempio, se la linea ha una curva-attenuazione-frequenza come la *1* (a tratti) della fig. 618 e l'amplificatore una curva guadagno-frequenza come la *2* (continua), l'eguagliatore di attenuazione deve modificare questa seconda curva portandola ad una forma del tipo *3* (tratti e punti). In tal modo il guadagno è maggiore per le frequenze che maggiormente risultano attenuate dalla linea, e l'effetto totale è di ridurre la distorsione per tutta la gamma delle frequenze effettivamente trasmesse.

Negli amplificatori costruiti dalle varie case di solito l'equalizzatore permette varie possibilità di regolazione, in modo da adattare abbastanza scrupolosamente l'amplificatore alla caratteristica della linea sulla quale deve lavorare.

Generalmente questi quadripoli sono costituiti da un elemento posto fra il potenziometro ed il traslatore d'entrata, in serie su uno od entrambi i fili, ma prendono forme svariate e più o meno complesse a seconda del grado di correzione che si desidera ottenere.

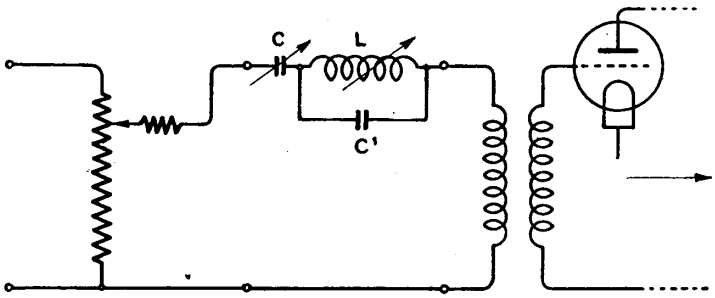


Fig. 620 – Schema di un equalizzatore.

Per formarci un'idea del progetto di queste strutture, sia data (fig. 619 *a*) la caratteristica attenuazione-frequenza della linea; per ogni passo del potenziometro potremo tracciare una curva guadagno-frequenza, ottenendo come sappiamo (n° 249) una famiglia di curve parallele (fig. 619 *b*). Fra queste, una sarà tale che il guadagno alla frequenza f_1 (circa 800 Hz), corrispondente a quella di risonanza del traslatore d'entrata (n° 245) sia uguale all'attenuazione della linea alla stessa frequenza. Le due curve allora avranno un tratto intermedio pressochè coincidente, nel quale il guadagno compenserà abbastanza esattamente l'attenuazione (fig. 619 *c*). La contro-distorsione per le parti laterali della banda può allora essere ottenuta intercalando in serie una capacità ed una induttanza variabili, come è indicato in fig. 620.

Se il valore di C è opportunamente scelto, esso avrà un'impedenza $\frac{1}{j\omega C}$ sensibile alle basse frequenze, e tanto più trascurabile quanto maggiore è la frequenza. Diminuendo il valore di C le curve di guadagno-frequenza varieranno nel senso indicato dalla freccia in fig. 621.

Se inoltre il valore di L è anch'esso opportunamente scelto, esso darà un'impedenza tanto più sensibile quanto maggiore sarà ω. Diminuendo il valore di L le curve guadagno-frequenza verranno alterate nel senso della freccia come in figura 622.

Si capisce, quindi, anche senza entrare in una analisi più approfondita, come si possa, facendo variare il valore di L e di C intercalati nel circuito, alterare la forma della curva di guadagno; se, simultaneamente, si regolerà il guadagno — mediante il potenziometro — riferendosi come punto fisso alla frequenza 800 Hz,

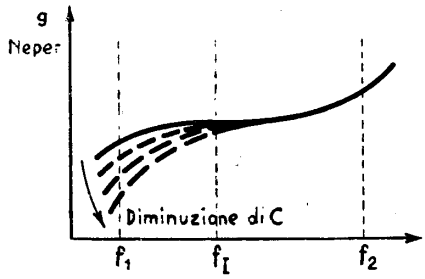


Fig. 621 – Variazione della caratteristica guadagno-frequenza al variare della capacità C dell'equalizzatore.

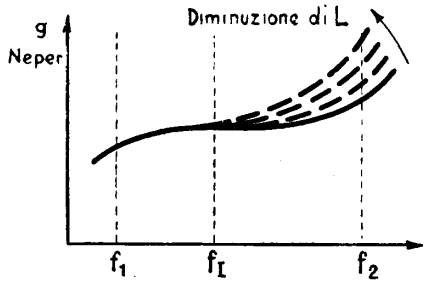


Fig. 622 – Variazione della caratteristica guadagno-frequenza al variare dell'induttanza L dell'equalizzatore.

si perverrà a far coincidere abbastanza bene, per tutta la banda interessante la trasmissione (300÷2400) la curva di guadagno con quella di attenuazione.

Tuttavia per le frequenze più elevate tale coincidenza è praticamente irrealizzabile; si aggiunge allora una capacità C' in parallelo con L, e di valore tale da costituire un circuito oscillante per la frequenza f_2, limite superiore della banda che si vuole trasmettere. Tale circuito oscillante riduce notevolmente il guadagno nella zona di f_2, prevenendo effetti di reazione (specie nei circuiti a due fili, come vedremo più oltre).

In realtà le cose si complicano ancora rispetto allo schema semplice qui descritto, soprattutto se si esige che l'impedenza di entrata dell'amplificatore si conservi costante, ad evitare fenomeni di riflessione.

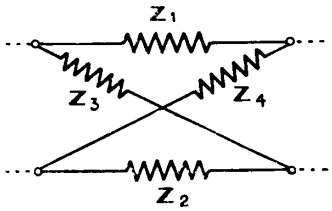


Fig. 623 – Altro schema di cellula a traliccio per equalizzatori ad impedenza costante.

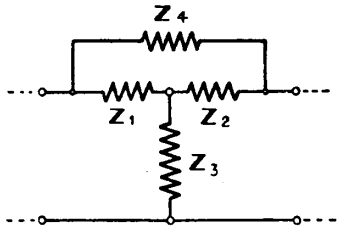


Fig. 624 – Altro schema di cellula a T a ponte per equalizzatori ad impedenza costante.

Si adottano allora strutture complesse, del tipo cosiddetto a traliccio (vedi fig. 623) od a T a ponte (fig. 624), sul calcolo delle quali ovviamente non possiamo dilungarci.

Rigenerata, cioè amplificata e riportata alla forma d'origine, la corrente vocale è in condizione di percorrere il tronco successivo di linea e di pervenire ad un secondo amplificatore, affetta soltanto dalla distorsione causata dal tronco stesso.

Dopo il passaggio entro l'amplificatore è come se la « storia » della trasmissione lungo la linea venisse cancellata: le correnti vocali, riportate alle condizioni iniziali, possono percorrere un nuovo tratto, vincendo, un tronco dopo l'altro, le distanze più grandi.

II. Amplificatori per linee telefoniche.

251. L'amplificatore a due fili. — Un'unità amplificatrice telefonica è dunque costituita dalla catena di quadripoli indicata nella fig. 590.

Tutto va bene per un siffatto amplificatore se la trasmissione, partendo da sinistra (ovest), deve andare verso l'estremità di destra (est). Nel senso contrario l'amplificatore, per le proprietà valvolari del triodo, non può trasmettere. Ma una conversazione non può essere *unidirezionale*. I due corrispondenti debbono potere ascoltare o parlare secondo il bisogno.

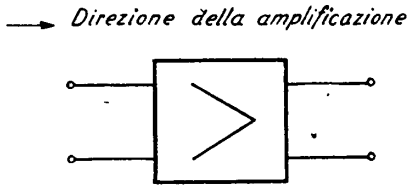


Fig. 625 – Simbolo per una unità amplificatrice unidirezionale.

La bidirezionalità si può realizzare con due sistemi; ed è di questi che ci accingiamo ora a parlare brevemente.

Cominciamo dalla cosiddetta amplificazione *a due fili*. Rappresentiamo l'intera unità amplificatrice unidirezionale, con tutti gli organi annessi (cioè la catena compresa fra i morsetti estremi della fig. 590) come un quadripolo unico, secondo il disegno di fig. 625.

Supponiamo di realizzare uno schema come quello di fig. 626. Colleghiamo, cioè, due unità amplificatrici unidirezionali (una disposta per trasmettere in direzione ovest-est, l'altra per trasmettere in senso contrario) [1] alle linee da amplificare attraverso due organi D, D' che abbiano la seguente proprietà: quando una corrente vocale arriva dalla linea ovest, l'organo D la fa accedere all'amplificatore *1*. Quando la corrente esce amplificata da *1* l'organo D' la rimette sulla linea est, ed impedisce simultaneamente che una parte, sia pure piccola, di essa vada sull'altro ramo ove è collegata l'unità amplificatrice *2*. Similmente: quando una corrente arriva dalla linea est, D' la immette in *2*, da cui essa esce amplificata; D ne

[1] In linguaggio telefonico è d'uso chiamare convenzionalmente — senza alcun effettivo riferimento ai punti cardinali — lato ovest quello che, secondo una determinata orientazione degli schemi topografici, risulta a sinistra di chi guarda, e lato est quello che risulta a destra.

opera l'inoltro verso ovest, ed impedisce ogni passaggio verso *1*. Uno schema siffatto sarebbe evidentemente capace di amplificare in entrambe le direzioni: ecco l'amplificatore bidirezionale.

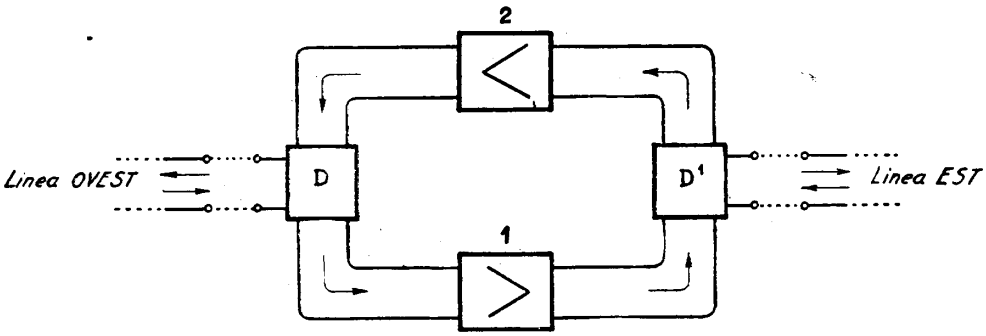


Fig. 626 – Schema dell'amplificatore a 2 fili.

Occorre, dunque, un organo che abbia le proprietà di vero e proprio « scambio automatico » (come certi scambi ferroviari) per le correnti vocali. Quest'organo si chiama *traslatore differenziale* o *bobina ibrida* e ne descriveremo brevemente le proprietà e la costituzione.

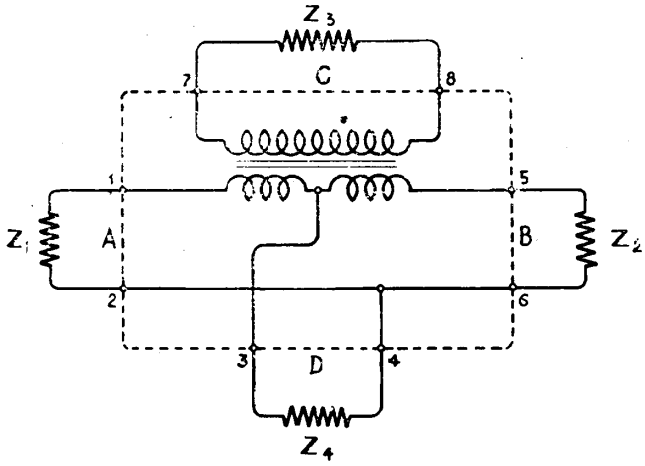


Fig. 627 – Schema di un traslatore differenziale con le impedenze di chiusura.

252. Proprietà del traslatore differenziale. — Prendiamo un trasformatore costituito da un avvolgimento normale e da un secondo avvolgimento, identico al primo, ma diviso in due metà esattamente uguali fra di loro. Predisponiamo con tale trasformatore, un montaggio come nella fig. 627, collegandone i morsetti con quattro impedenze $\mathbf{Z}_1$, $\mathbf{Z}_2$, $\mathbf{Z}_3$, $\mathbf{Z}_4$.

Quando le quattro impedenze di chiusura sono tali che

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_1 &= \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z}_3 &= 2\,\mathbf{Z} \\ \mathbf{Z}_4 &= \mathbf{Z}/2 \end{aligned} \qquad (252\text{-}1)$$

come è indicato in fig. 628, il montaggio gode della seguente proprietà:

— una tensione alternativa in serie con l'impedenza di una coppia di morsetti dà corrente sulle due impedenze contigue, non ne dà sull'impedenza opposta. L'energia si divide in parti uguali fra le due impedenze contigue.

Con qualche semplice ragionamento possiamo arrivare a persuaderci di questa proprietà.

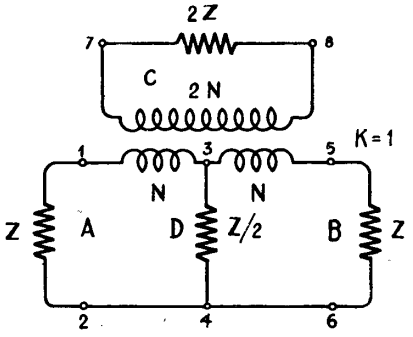


Fig. 628 – Schema di un traslatore differenziale con le impedenze di chiusura regolarmente adattate.

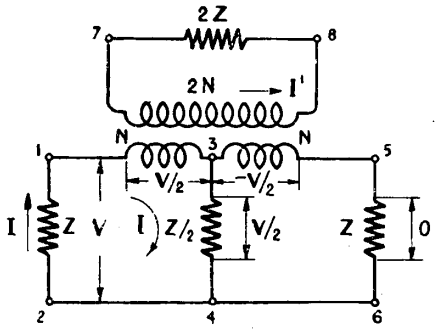


Fig. 629 – Differenziale con tensione applicata ai morsetti 1-2.

1° caso: *Tensione* **V** *ai capi dell'impedenza* **Z** (fig. 629). — Possiamo considerare indifferentemente il lato *A* o *B*, data la simmetria del sistema. L'impedenza 2 **Z** vista dai punti *1* e *3*, cioè attraverso un traslatore di rapporto $\frac{N}{2\,N} = \frac{1}{2}$, risulta uguale a $\left(\frac{1}{2}\right)^2 \times 2\,\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{Z}}{2}$. La tensione **V** applicata fra *1* e *2*, si suddivide pertanto, se supponiamo per un istante l'impedenza **Z** scollegata dai morsetti *5-6*, in parti uguali fra i punti *1-3* ed i punti *3-4*. Nel ramo *3-4*, cioè sull'impedenza $\mathbf{Z}/2$, avremo una caduta $\mathbf{V}_{3\text{-}4} = \frac{\mathbf{V}}{2}$.

Per effetto della corrente nel semiavvolgimento primario *1-3*, si avrà corrente nell'avvolgimento secondario, causa a sua volta di una tensione $-\mathbf{V}/2$, tra i punti *3-5*, cioè ai capi del secondo semiavvolgimento primario ma in opposizione di fase con la caduta $\frac{\mathbf{V}}{2}$ fra i punti *3-4*. Pertanto tra i punti *5* e *6*, anche quando siano

collegati ai capi di **Z**, si avrà una tensione risultante uguale a zero e **Z** non è percorsa da corrente.

Ai capi di 2 **Z** (fra *7* e *8*) la tensione è $\frac{\mathbf{V}}{2} \cdot \left(\frac{2N}{N}\right) = \mathbf{V}$; la corrente è quindi $\mathbf{I}' = \frac{\mathbf{V}}{2\mathbf{Z}}$.

Lungo $\frac{\mathbf{Z}}{2}$ (fra *3* e *4*) la corrente è $\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{Z}}$, cioè doppia di **I**'. La potenza apparente erogata sulle due impedenze è invece uguale; infatti:

— tra *7* e *8* si ha:

$$\mathbf{V}_{7\text{-}8} \cdot \mathbf{I}' = \frac{1}{2} \frac{\mathbf{V}^2}{\mathbf{Z}},$$

— tra *3* e *4* si ha:

$$\mathbf{V}_{3\text{-}4} \cdot \mathbf{I} = \frac{1}{2} \frac{\mathbf{V}^2}{\mathbf{Z}}.$$

Poichè ai capi di **Z** (punti *1-2*) la potenza è $\frac{\mathbf{V}^2}{\mathbf{Z}}$ risulta dimostrato che il montaggio realizzato ha la proprietà di suddividere l'energia in parti uguali fra le due impedenze adiacenti, mentre ne impedisce il passaggio nella direzione dell'impedenza opposta (corrente nulla fra *5* e *6*).

2° caso: *Tensione* **V** *ai capi dell'impedenza* 2 **Z** (fig. 630). — In questo caso non occorre alcuna dimostrazione, data la perfetta simmetria del montaggio, per convincersi che nessuna tensione si manifesterà fra i punti *3* e *4* (equipotenziali) e che, inoltre, l'energia si suddivide in parti uguali fra le due impedenze **Z**, poste nei lati *A* e *B*.

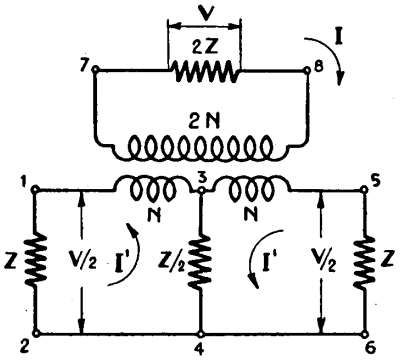


Fig. 630 – Differenziale con tensione applicata ai morsetti 7-8.

3° caso: *Tensione* **V** *ai capi dell'impedenza* $\frac{\mathbf{Z}}{2}$ (lato *D*). — È l'inverso di quello precedente e valgono per esso le medesime considerazioni.

Rimane dunque dimostrato che il montaggio realizzato gode della proprietà inizialmente enunciata.

253. Montaggio dell'amplificatore a 2 fili. — Suppongasi ora di collegare ad *A* la linea, a *B* un'impedenza (chiamata *linea artificiale*) che simuli la linea realiz-

zandone esattamente l'impedenza per tutta la gamma delle frequenze vocali, in modo che sia rispettata in ogni caso la condizione (252-1) $\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}$; a *C* l'*entrata* di un elemento amplificatore di impedenza 2 **Z**, a *D* l'*uscita* di un secondo elemento amplificatore di impedenza $\frac{\mathbf{Z}}{2}$.

È evidente che è stato realizzato il dispositivo capace di effettuare l'amplificazione nelle due direzioni di conversazione.

La corrente che proviene della linea arriva al traslatore differenziale (morsetti *A*) e l'energia si suddivide in due parti. Dal lato *C* questa energia provoca, ai capi del traslatore d'entrata, variazioni di tensione che, elevate da questo,

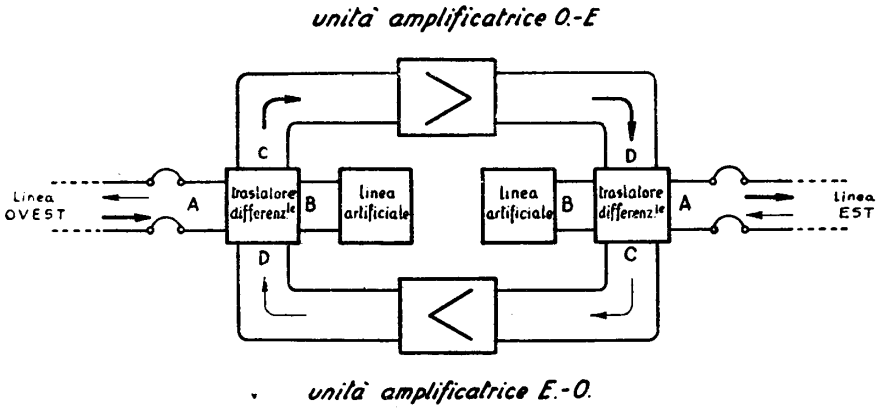


Fig. 631 – Schema completo di un amplificatore a 2 fili.

vengono applicate alla griglia del triodo della direzione O-E. Sul lato *D*, invece, l'energia si dissipa nel circuito secondario del traslatore d'uscita e va, quindi, totalmente perduta ai fini della trasmissione.

Inversamente, la tensione all'uscita dell'amplificatore E-O viene applicata sul lato *D*, fra i morsetti *3* e *4*. Essa non dà luogo ad alcuna tensione ai capi di 2 **Z**, cioè ai morsetti *7* e *8* di entrata dell'amplificatore O-E: due tensioni uguali si manifestano invece fra *1* e *2* e fra *3* e *4*. Quest'ultima produce una corrente nella linea artificiale, e la relativa energia viene dissipata in pura perdita. La tensione fra *1* e *2* dà, invece, luogo alla corrente utile in linea.

Nella fig. 631 le frecce grosse indicano il percorso delle correnti ovest-est, quelle sottili il percorso delle correnti est-ovest.

254. Altre possibilità di realizzazione del traslatore differenziale. — Oltre allo schema della fig. 627, accenneremo alla realizzazione di un montaggio differenziale di altro tipo, perchè sovente impiegato dalle case costruttrici.

Lo schema 627 che è simmetrico nei confronti di un asse verticale non lo è rispetto a quello orizzontale. In altre parole, il differenziale non è identico rispetto

ai due fili di linea, ciò che può esprimersi dicendo che non è bilanciato verso la terra: il primario del traslatore è infatti in serie con uno dei fili di linea, mentre l'altro filo di linea fa da punto mediano. Ciò non dà luogo, normalmente, ad inconvenienti. Quando sia necessario un grado di bilanciamento verso la terra particolarmente scrupoloso, può tornare invece più adatto un differenziale simmetrico anche rispetto ai due fili. Esso risulta (nei due aspetti possibili, fra loro leggermente diversi) dalle figg. 632-633 e consta fondamentalmente di quattro traslatori di rapporto 1 : 1, raggruppati in modo da dar luogo alle medesime proprietà esaminate per lo schema di fig. 627. Lo schema della fig. 632 è praticamente, salvo la simmetria,

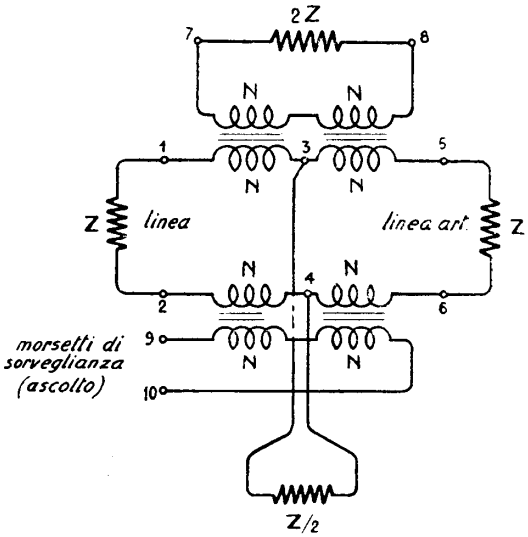


Fig. 632 – Altro schema di traslatore differenziale.

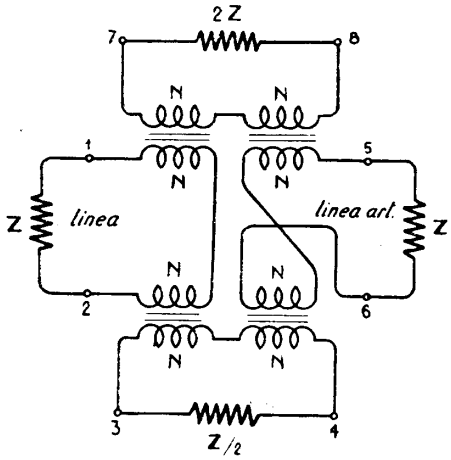


Fig. 633 – Altro schema di traslatore differenziale.

identico al 627; in aggiunta dispone di un avvolgimento sussidiario il quale può venire utilizzato per l'ascolto e la sorveglianza da parte del personale addetto al servizio.

Invece nella fig. 633 l'effetto differenziale è ottenuto collegando i secondari dei primi due traslatori in modo da ottenere flussi dello stesso segno, ed i secondari degli altri due traslatori in opposizione.

L'esame della fig. 633, nel quale non ci dilunghiamo, è sufficiente per convincersi che una tensione applicata ad un ramo qualsiasi non dà luogo a tensione ai capi dell'impedenza opposta, mentre l'energia si suddivide in parti uguali tra le due impedenze adiacenti.

255. Attenuazione di inserzione del traslatore differenziale. — Qualunque sia il tipo di differenziale, dato che la proprietà fondamentale è ad essi comune, si può determinare in generale l'attenuazione tra due coppie di morsetti adiacenti.

Poichè l'impedenza del generatore ($\mathbf{Z}$) e quella del ricevitore $\left(\frac{\mathbf{Z}}{2}\right)$ non sono uguali, la formula da applicare è quella relativa all'attenuazione di inserzione (formula 213-16), cioè

$$\mathcal{B} = \frac{1}{2} \log_e \frac{\mathbf{V}_u' \cdot \mathbf{I}_u'}{\mathbf{V}_u \cdot \mathbf{I}_u} .$$

Considerando (fig. 629) i morsetti *1-2* come morsetti di entrata e quelli *7-8* come morsetti di uscita si ha (n° 252):

$$\mathbf{V}_u' \, \mathbf{I}_u' = \frac{\mathbf{V}^2}{\mathbf{Z}} \qquad\qquad \mathbf{V}_u \, \mathbf{I}_u = \frac{\mathbf{V}^2}{2\,\mathbf{Z}}$$

quindi:

$$\mathcal{B} = \frac{1}{2} \log_e \frac{\dfrac{\mathbf{V}^2}{\mathbf{Z}}}{\dfrac{\mathbf{V}^2}{2\,\mathbf{Z}}} = \frac{1}{2} \log_e 2 = 0{,}35 \text{ neper.} \qquad (255\text{-}1)$$

Una uguale attenuazione di inserzione si trova fra i punti *3-4* considerati come entrata ed *1-2* considerati come uscita. Fra morsetti opposti l'attenuazione risulta, come sappiamo, infinita.

256. Linee artificiali. — Condizione indispensabile perchè la proprietà del differenziale sia valida, è l'uguaglianza fra linea fisica e linea artificiale di equilibramento (cioè l'uguaglianza fra $\mathbf{Z}_{(1\text{-}2)}$ e $\mathbf{Z}_{(5\text{-}6)}$). La costruzione di una linea artificiale che riproduca perfettamente, nella banda delle frequenze da trasmettere, l'impedenza della linea fisica, è perciò fra le più importanti nella tecnica dell'amplificazione.

Servendoci delle proprietà dei quadripoli abbiamo già ricavato al cap. XIII (n° 232) i valori da dare alle impedenze di un *T* simmetrico perchè esso equivalga ad una linea omogenea, valori riportati nella fig. 569. Essi dipendono, come si ricorderà, dalle due costanti secondarie: $\mathbf{Z}$ (impedenza caratteristica) e γ (costante di propagazione) della linea stessa.

Il *T* equivalente ad una linea pupinizzata è invece riportato in fig. 570, ed i valori dell'impedenza nei tre rami sono funzione dell'impedenza $\mathbf{Z}_p$ (data dalla 232-7) e della γ_p (data dalla 232-6).

Volendo riferirsi ad un π anzichè ad un *T*, basterà servirsi delle formule di passaggio date al cap. XII (formule 212-5).

Pertanto il problema di realizzare una linea artificiale equivalente ad una linea data, omogenea o pupinizzata, sarebbe teoricamente risolto. Non si creda però che la costruzione effettiva sia cosa così semplice. L'equivalenza infatti sarà teoricamente perfetta ad un solo valore della frequenza (al quale le varie $\mathbf{Z}$ vengono riferite) e tanto meno perfetta quanto più la frequenza si andrà scostando da tale valore. Una linea artificiale, pertanto, non può essere costituita da un solo quadripolo o cellula. Occorre associare due o più cellule, di tipo uguale, calcolate per

valori diversi di frequenze comprese nella banda da trasmettere, con l'avvertenza che l'impedenza iterativa (n° 214) della catena così costituita sia la stessa dell'impedenza caratteristica della linea. Si avverte perciò come la costruzione della linea artificiale è tanto più difficile quanto più è larga la banda delle frequenze da trasmettere e meno regolare la caratteristica impedenza-frequenza della linea da riprodurre.

In pratica ci si spinge nell'esattezza della riproduzione, e quindi nella complessità della linea artificiale, più o meno a seconda delle esigenze dell'amplificatore al quale essa è associata, cioè delle condizioni poste per il punto di fischio (n° 258).

Stabilita che sia teoricamente la costituzione della linea artificiale, è solo con uno studio sperimentale che si arriva a riprodurre abbastanza bene, nella gamma delle frequenze da trasmettere, la curva di impedenza della linea fisica mediante un raggruppamento di bobine, resistenze e condensatori. Esistono per questo scopo speciali strumenti che permettono di realizzare rapidamente varie disposizioni con elementi di grandezza variabile, sui quali possono essere eseguite misure di impedenza-frequenza in modo da ottenere la disposizione migliore prima della costruzione definitiva.

Per i casi più comuni ci limiteremo ad accennare alle varie soluzioni che in pratica si incontrano.

L'impedenza caratteristica di una linea omogenea è data, come ci è noto, da

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}\,.$$

Consideriamo i due casi che si presentano correntemente.

Linea aerea. — Sappiamo che, con buona approssimazione si può porre (formula 226-2):

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

valore reale e, quindi, rappresentabile con una resistenza pura. La linea artificiale più semplice per una linea aerea sarà dunque una resistenza di valore

$$r = \sqrt{\frac{L}{C}}\,. \qquad (256\text{-}1)$$

Se tracciamo, facendo variare la frequenza, una curva d'impedenza della linea aerea corrispondente ai medesimi valori di L e C, anzichè una retta parallela all'asse delle f $\left(\text{retta che corrisponderebbe al valore } \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$ troviamo una curva che dalla retta stessa si discosta sempre più col crescere della frequenza. Ciò è dovuto agli effetti prevalenti della capacità, a tali frequenze, sulle altre caratteristiche.

Una linea artificiale meno grossolana deve pertanto tenere conto di questo effetto.

La formula

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}},$$

se trascuriamo il valore di G, prende la forma

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{j\,\omega\,C}} = \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{R}{j\,\omega\,C}} = \sqrt{\frac{L}{C}\left(1 + \frac{R\,C}{j\,\omega\,L\,C}\right)}$$

$$= \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{1 + \frac{R}{j\,\omega\,L}}$$

nella quale può porsi, se R è molto piccolo rispetto ad $\omega\,L$ (cioè se f è abbastanza grande):

$$\sqrt{1 + \frac{R}{j\,\omega\,L}} = 1 + \frac{R}{2\,j\,\omega\,L}.$$

L'impedenza può perciò scriversi come somma di due termini

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R}{2\,j\,\omega\,\sqrt{L\,C}}. \qquad (256\text{-}2)$$

Il secondo termine rappresenta una reattanza capacitiva $\dfrac{1}{j\,\omega\,\dfrac{2\sqrt{L\,C}}{R}}$, dalla quale si ricava il valore della capacità da porre in serie con la resistenza $\sqrt{\dfrac{L}{C}}$ per riprodurre la linea aerea; esso è dato da

$$c = \frac{2\sqrt{L\,C}}{R}. \qquad (256\text{-}3)$$

Le linee artificiali comunemente impiegate per le linee aeree rispondono a questo schema, rappresentato nella fig. 634 *a*.

Un ulteriore perfezionamento può essere ottenuto shuntando il condensatore con una resistenza di valore tale che, sommato a $\sqrt{\dfrac{L}{C}}$, dia la resistenza R del doppino. Con ciò, alle basse frequenze, l'influenza della capacità non viene più sentita, e l'impedenza si avvicina, come è naturale, al valore della resistenza ohmica (fig. 634 *b*).

Linea interurbana aerea completata da un tratto di cavo urbano. — Allo schema sopraindicato va aggiunto, in questo caso, qualche elemento che tenga conto del tratto di cavo; generalmente basta aggiungere, come in fig. 634 *c*, una resistenza in serie di valore uguale alla resistenza R_c del tratto di cavo, ed una capacità in parallelo C_c che tenga conto della capacità del tratto stesso.

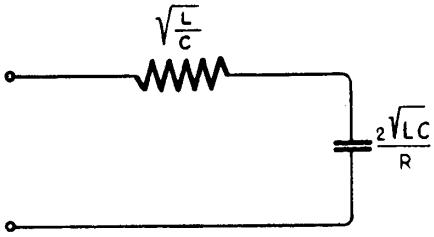


Fig. 634 *a* – Linea artificiale per circuito aereo semplice.

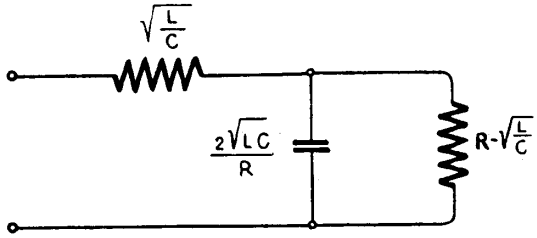


Fig. 634 *b* – Linea artificiale per circuito aereo semplice.

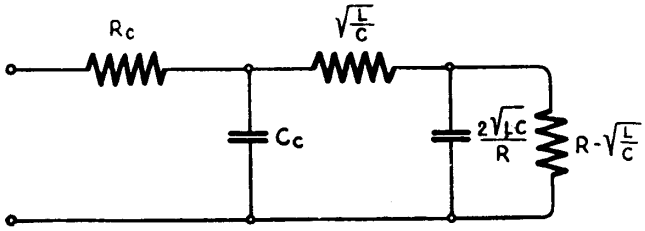


Fig. 634 *c* – Linea artificiale per circuito aereo completato da un tratto di cavo urbano.

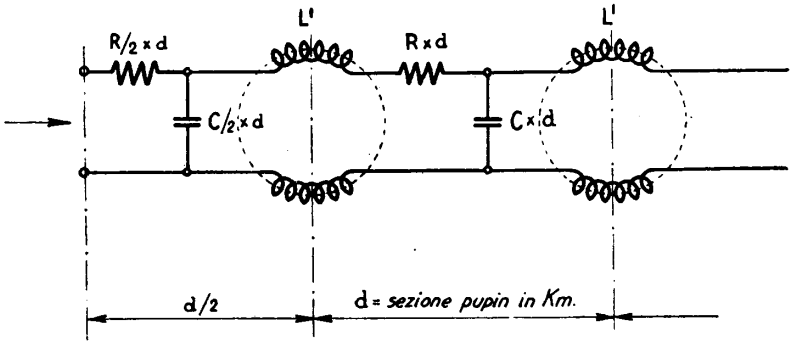


Fig. 635 – Schema di una linea in cavo pupinizzato.

Linea in cavo pupinizzato. — La natura semi-omogenea di un circuito pupinizzato si riflette sulla difficoltà di realizzare una linea artificiale che ne riproduca la curva di impedenza. Torniamo brevemente su quanto a suo tempo dicemmo su questo argomento.

Una linea pupinizzata è, di solito (n° 233), terminata a mezza sezione, come è ricordato in fig. 635.

In queste condizioni l'impedenza d'entrata è praticamente reale, e, come per le linee aeree, ha un valore dato da

$$\sqrt{\frac{L'}{C \cdot d}} \tag{256-4}$$

per un largo campo di frequenze (fino ad una certa distanza dalla frequenza di taglio). Si usano correntemente vari tipi di linee artificiali.

1) *Linea artificiale di Deutschmann.* — Si consideri che l'influenza delle sezioni di pupinizzazione successive sul valore della **Z** è tanto meno sentita quanto più esse sono distanti dall'origine. La linea artificiale potrà quindi essere limitata in modo da riprodurre il primo tratto di linea, dopo di che basterà cumulativamente rappresentare la parte restante con una resistenza pari a $\sqrt{\frac{L'}{C \cdot d}}$.

Si ottiene lo schema della fig. 636.

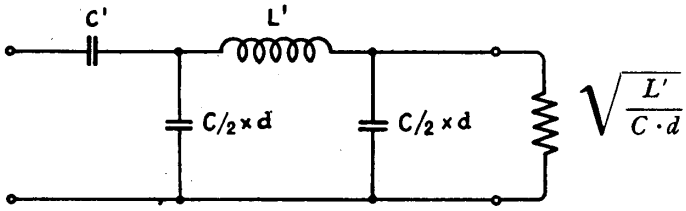


Fig. 636 – Linea artificiale di Deutschmann per circuito pupinizzato.

Il primo condensatore in parallelo riproduce la mezza sezione finale; poi viene una bobina di valore L' corrispondente alla carica pupin; segue una seconda capacità che simula il tratto di cavo (mezza sezione) fino al punto in cui l'impedenza può considerarsi reale e data dalla (256-4); vi è infine una resistenza $\sqrt{\frac{L'}{C \cdot d}}$

In pratica, con una serie di misure di aggiustamento, si trova che i valori delle capacità e delle induttanze devono essere lievemente minori; ciò a causa della grossolanità dell'approssimazione sulla quale il ragionamento precedente è basato.

Il condensatore C', di elevata capacità, serve a correggere la curva di impedenza della linea artificiale, per avvicinarla a quella reale alle più basse frequenze.

2) *Linea artificiale di Hoyt.* — È a sua volta basata sulla seguente considerazione: una linea pupinizzata, all'ingrosso, differisce da una linea omogenea per il fatto di presentare una frequenza di taglio. Pertanto, può essere rappresentata da una resistenza $\sqrt{\frac{L'}{C \cdot d}}$, in serie con un circuito antirisonante accordato per la frequenza di taglio f_0. L'influenza di questo circuito avvicinerà il comportamento

della resistenza pura a quello della linea pupinizzata, nei pressi della frequenza f_0. Lo schema che ne risulta è quello della fig. 637 *a*. Per le frequenze di taglio normali si trovano per C' ed L'' i seguenti valori:

$$C' = 0{,}382\, C\, d \quad ; \quad L'' = 0{,}339\, L' \,. \tag{256-5}$$

L'impedenza caratteristica della linea artificiale così costituita differisce però da quella **Z** che si può misurare alla estremità della linea terminata (come è indicato in fig. 635) a mezza sezione e che abbiamo assunto come impedenza caratteristica della linea pupinizzata; e coincide praticamente con quella che si può misu-

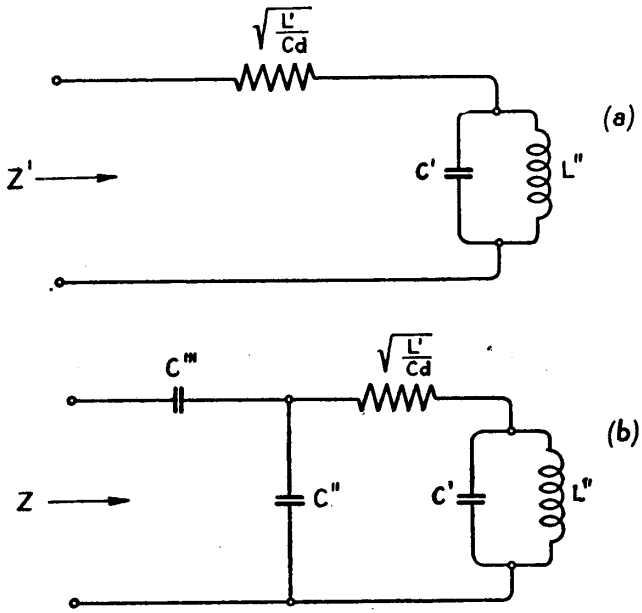


Fig. 637 – Linea artificiale di Hoyt per circuito pupinizzato: *a*) con elementi teoricamente ricavati dalle costanti del circuito; *b*) con l'aggiunta di elementi correttivi.

rare in un punto distante dal 1° punto pupin di circa 0,185 *d* (anzichè 0,5 *d*). Occorre pertanto completare lo schema della fig. 635 con una capacità che riproduca il tratto di cavo compreso fra i punti 0,185 *d* e 0,5 *d*, capacità che avrà il valore

$$C'' = (0{,}5 - 0{,}185)\, C \cdot d \,. \tag{256-6}$$

Infine, anche per questa linea artificiale, occorre una correzione alle basse frequenze, il che viene fatto con la capacità in serie C''', di elevato valore. Lo schema completo, è quello della fig. 637 *b*.

3) *Linea artificiale di Kupfmüller.* — Differisce dalla linea di Hoyt perchè il circuito antirisonante è disposto dal lato linea, fra i morsetti d'arrivo della linea e

quelli di entrata del differenziale. Lo schema è perciò quello della fig. 637 *c*. I valori normali degli elementi sono:

$$L'' = 0{,}333\, L' \quad ; \quad C' = 0{,}417\, C \cdot d \quad ; \quad C'' = 0{,}333\, C \cdot d \ . \qquad (257\text{-}7)$$

Entrambi i procedimenti di Hoyt e Kupfmüller consistono, in ultima analisi, nell'interporre fra la linea pupinizzata ed una impedenza reale $\sqrt{\frac{L'}{C \cdot d}}$, un quadripolo di adattamento che elimina, per una banda di frequenze sufficiente, le riflessioni nel punto di collegamento.

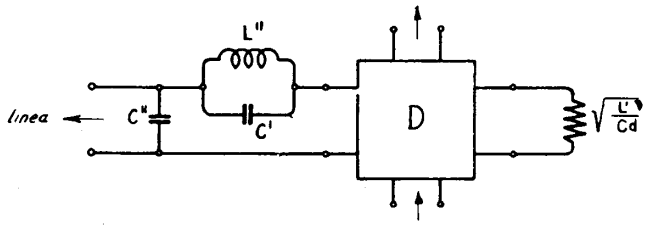


Fig. 637 *c* – Linea artificiale di Kupfmüller per circuito pupinizzato.

257. Attenuazione di equilibramento. — Per quanta cura si ponga nella realizzazione delle linee artificiali, non si riesce, generalmente, a far corrispondere in modo esatto la caratteristica impedenza-frequenza di esse a quella delle rispettive linee fisiche. Le due curve hanno un andamento prossimo e, nel migliore dei casi, coincidente per larghi tratti, si intersecano e si toccano, ma per numerosi valori della frequenza, compresi nella banda da trasmettere, risultano distinte.

Per ciascuna di queste frequenze l'impedenza della linea e quella della linea artificiale sono più o meno diverse. Si tratta di un nuovo caso (che rientra in quello generale considerato al n° 214-*e*) di inesatto adattamento di due impedenze. Non essendo uguali le due $\mathbf{Z}$ ai lati A e B del differenziale (fig. 627) non è più realizzata la condizione per il perfetto equilibrio (n° 252) e le proprietà precedentemente esaminate non sono più verificate. Una parte dell'energia all'entrata passa ai morsetti opposti, a scapito, naturalmente, di quella utile.

Ma questo equivale a dire che una specie di continuità elettrica, si realizza fra A e B; e che la linea fisica, non funzionando il differenziale perfettamente, è (attraverso il quadripolo che ha in A i morsetti di entrata ed in B quelli di uscita) chiusa su un'impedenza caratteristica *diversa* da quella propria.

Con riferimento alla formula (214-9) si può determinare, per ogni valore di f, l'*attenuazione di riflessione* alla quale dà luogo il non perfetto adattamento delle due impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ (rispettivamente della linea e della linea artificiale):

$$\Theta_r = \log_e \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{2\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}} \qquad (257\text{-}1)$$

nonchè il corrispondente *coefficiente di riflessione* (formula 214-7)

$$p = \frac{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}. \tag{257-2}$$

Il C.C.I.F. definisce, per questo caso particolare, l'*attenuazione di equilibramento* come il modulo (parte reale) di:

$$s = \log_e \frac{1}{p} = \log_e \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2}, \tag{257-3}$$

espressione più adatta ai calcoli che non la (257-1) la quale darebbe valori numerici molto piccoli a causa della differenza non grande fra $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$. Il valore di s è tanto più grande quanto più prossimi sono i moduli di $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$, ed è infinito per $\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_2$, cioè quando l'equilibramento è perfetto.

Ponendo la (257-3) sotto la forma

$$s = \log_e \frac{(\mathbf{Z}_1/\mathbf{Z}_2) + 1}{(\mathbf{Z}_1/\mathbf{Z}_2) - 1}$$

ed assumendo $\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}$ come variabile, si può tracciare la curva delle s al variare di $\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}$, cioè del rapporto fra le due impedenze di linea e di linea artificiale.

La curva *1* (fig. 638), tracciata per il caso particolare in cui le due impedenze siano in fase e valida quindi in generale se si considerano i soli moduli, deve avere, come abbiamo detto, un valore infinito in corrispondenza di $\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = 1$, cioè dell'adattamento perfetto. La ripidità dell'asintoto mostra come anche piccoli scostamenti dall'unità del rapporto $\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}$, riducano rapidissimamente l'attenuazione di equilibramento. Altrettanto si dica se la differenza di fase tra $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$

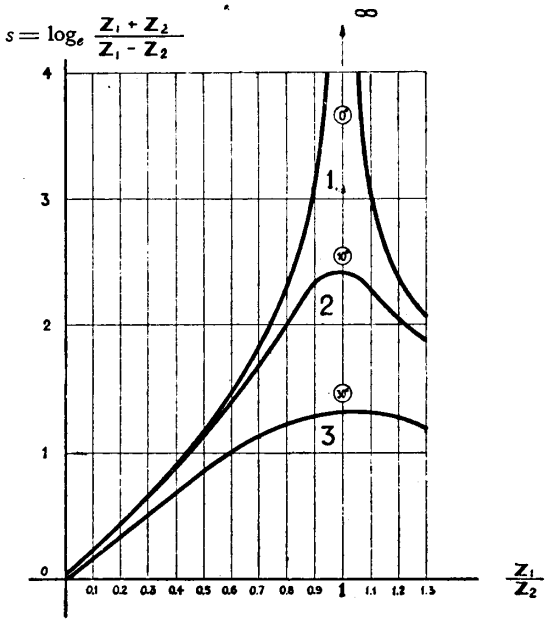


Fig. 638 – Andamento dell'attenuazione di equilibramento s in funzione del rapporto fra le due impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$, per angoli di fase 0°, 10° e 30°.

non può essere trascurata, e quindi, non ci si possa limitare a considerare i soli moduli. In questo caso, anche se $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ coincidono, l'attenuazione non diventa mai infinita, ma presenta soltanto un massimo. La curva *2* della fig. 638 mostra che, per angoli di sfasamento anche modesti (10°) l'attenuazione massima ascende a valori assai bassi, dell'ordine di 2 neper. L'adattamento delle fasi è, pertanto, altrettanto importante che quello dei moduli delle impedenze.

Data l'attenuazione di equilibramento s, per ottenere l'*attenuazione totale fra coppie di morsetti opposti del differenziale* bisogna aggiungervi l'attenuazione dovuta al passaggio attraverso il differenziale stesso. Dall'esame della fig. 629 o 630 si rileva che per andare per es. da *1-2* a *5-6* si deve percorrere prima il tratto *1-2* ÷ *7-8*, che implica (morsetti adiacenti) un'attenuazione di 0,35 neper, poi il tratto *7-8* ÷ *5-6* con ulteriore perdita di 0,35 neper.

Si conclude che in generale il passaggio di energia fra morsetti opposti è soggetto ad una attenuazione

$$b = 0{,}35 + 0{,}35 + s \qquad \text{neper} \qquad (257\text{-}4)$$

in cui s è l'attenuazione di equilibramento.

258. Teoria dell'amplificatore a due fili. — Esaminato il comportamento dei vari elementi componenti l'amplificatore a due fili, siamo in grado di stabilirne la condizione generale di funzionamento.

Torniamo allo schema di montaggio dell'amplificatore a due fili (fig. 639) e seguiamo il percorso delle correnti nei vari tronchi.

Caso ideale: linee artificiali perfettamente adattate per tutta la gamma 300 ÷ 2700 Hz.

L'energia vocale che arriva da ovest ai morsetti di entrata A_1, si ripartisce fra C_1 e D_1. Tra A_1 e C_1 si ha un'attenuazione (255-1): $b_1 = 0\ 35$ neper.

Attraverso l'amplificatore O-E si ha un guadagno $-g_1$ indicato dalla posizione del potenziometro.

Giunta in C_2 l'energia si bipartisce: tra C_2 e A_2 si ha una nuova attenuazione: $b_2 = 0{,}35$ neper.

Complessivamente, perciò, si avrà tra A_1 e A_2 nella direzione O-E

$$-G_{\text{O-E}} = 0{,}35 - g_1 + 0{,}35 = 0{,}7 - g_1 \qquad \text{neper} \qquad (258\text{-}1)$$

numero che, se g_1 è maggiore di 0,7, è negativo e rappresenta il guadagno (n° 248) che l'amplificatore è in grado di realizzare nel punto del circuito dove viene inserito.

Con ragionamento uguale si trova il guadagno nella direzione opposta:

$$-G_{\text{E-O}} = 0{,}35 - g_2 + 0{,}35 = 0{,}7 - g_2 \qquad \text{neper.} \qquad (258\text{-}2)$$

Nulla limita in questo caso teorico la possibilità di regolare il potenziometro — in ciascuna delle due direzioni — al grado necessario per compensare l'attenuazione del tratto di linea che precede l'amplificatore.

Caso reale: linee artificiali non perfettamente adattate per qualcuna delle frequenze della gamma 300÷2700 Hz.

Se la linea artificiale associata ad uno dei traslatori differenziali (per es. quella associata a d_2) non riproduce l'impedenza di linea alla frequenza generica f, una parte dell'energia amplificata nella direzione O-E, giunta in C_2, si incanala verso D_2 (freccia tratteggiata della fig. 639). L'attenuazione tra C_2 e D_2 è data dalla (257-4):

$$b_2 = 0{,}7 + \log_e \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2} = 0{,}7 + s_2 \,.$$

Questa energia, traversato l'amplificatore E-O, ne esce amplificata, con un guadagno $-g_2$, e perviene in D_1. Se anche qui l'adattamento della linea artificiale

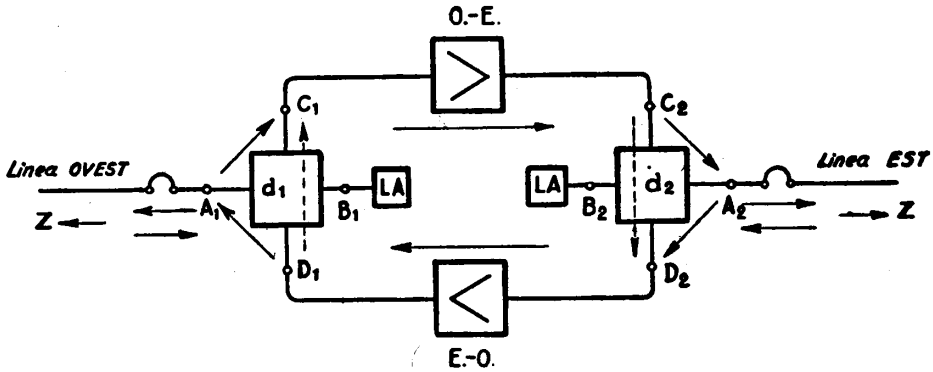


Fig. 639 – Correnti che percorrono un amplificatore a 2 fili,

non è perfetto, una parte di questa energia passa ai morsetti C_1, subendo un'attenuazione

$$b_1 = 0{,}7 + s_1 \,.$$

Una nuova amplificazione seguirà, poi un passaggio attraverso il differenziale d_2 (attenuazione b_2), e via di seguito. Si forma, in poche parole, attraverso le due attenuazioni b_1 e b_2 (di grandezza finita) un circuito chiuso con intercalati i due amplificatori, detto *circuito di reazione*.

La possibilità del formarsi di esso, limita l'aumento a volontà del guadagno dell'amplificatore. Infatti la grandezza,

$$(b_1 - g_1 + b_2 - g_2) = (b_1 + b_2) - (g_1 + g_2) \quad \text{neper} \qquad (258\text{-}3)$$

che rappresenta l'equivalente del circuito di reazione, alle varie frequenze può risultare di segno positivo o negativo.

Se prevalgono i due elementi $(b_1 + b_2)$ l'attenuazione del circuito di reazione supera il guadagno in serie su di esso e quindi l'energia che lo percorre si dissipa in esso.

Ma $(b_1 + b_2)$ diventa grandissimo solo nel caso in cui l'adattamento sia pressochè perfetto. Abbiamo visto (fig. 638) che bastano scostamenti fra le due **Z** (linea e linea artificiale) anche piccoli perchè l'insieme delle due attenuazioni si riduca a pochi neper. In questo caso può accadere che, volendo aumentare il guadagno in una od in entrambe le due direzioni, la somma di $(g_1 + g_2)$ superi per una qualche frequenza il valore assoluto di $(b_1 + b_2)$: la (258-3) diviene negativa, nel circuito di reazione il guadagno supera l'attenuazione, e l'energia non si dissipa ma circola indefinitamente in esso. Si dice allora che l'amplificatore *fischia* o che un fischio permanente si è *innescato* in esso. Basta, per eliminare il fischio, ridurre l'uno o l'altro od entrambi i valori di g, fino a portare la loro somma al disotto del valore assoluto di $(b_1 + b_2)$.

Perchè il fischio si inneschi alla frequenza f, devono verificarsi le due condizioni: che *sia negativa l'espressione (258-3)* e, inoltre, *che la corrente di reazione subisca uno sfasamento multiplo di 2 π dopo aver compiuto l'intero percorso del circuito di reazione*. È evidente che solo con la simultaneità di queste due condizioni il fischio può mantenersi in regime permanente, per cui la frequenza del fischio non è necessariamente la frequenza per la quale l'attenuazione di equilibramento risulta la minima su tutta la gamma trasmessa.

Il guadagno ottenibile da un amplificatore a due fili è, in conclusione, tanto più grande quanto più perfetto è l'adattamento realizzato dalle linee artificiali. Appare ora nella giusta proporzione l'importanza di realizzare delle linee artificiali che riproducano scrupolosamente l'impedenza delle linee cui vanno associate. È inutile che i triodi siano tali da poter guadagnare, complessivamente, 3 + 3 neper, se l'attenuazione sul circuito di reazione, costituita in gran parte dall'attenuazione di equilibramento totale, non è superiore a questo numero. Ora, supponendo per semplicità che lo squilibrio, per una certa frequenza, sia uguale nei due lati, si dovrà avere

$$b_1 + b_2 = 1{,}4 + 2 \log_e \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2} \geq 6$$

cioè

$$\log_e \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2} \geq 2{,}3$$

da cui risulta (curva *1* della fig. 638) che basta una differenza (ad una qualunque frequenza) di circa il 15 % fra $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ perchè ci si trovi già in condizioni prossime alla possibilità di innesco del fischio. Il valore dell'attenuazione di equilibramento s per il quale il fischio si innesca e si intrattiene, misurato sperimentalmente con l'amplificatore collegato alla linea sulla quale deve funzionare ed alla relativa linea artificiale, prende il nome di *punto di fischio* dell'amplificatore.

L'espressione (258-3) si può trasformare più convenientemente in un'altra,

nella quale intervengono i due guadagni $G_{O\text{-}E}$ e $G_{E\text{-}O}$, misurabili ai morsetti d'entrata e d'uscita A_1 e A_2.

Si ha:

$$b_1 = 0{,}7 + s_1 \;;\quad b_2 = 0{,}7 + s_2 \;;\quad -g_1 = -G_{O\text{-}E} - 0{,}7 \;;\quad -g_2 = -G_{E\text{-}O} - 0{,}7$$

e la condizione di funzionamento diviene:

$$0{,}7 + s_1 + 0{,}7 + s_2 - G_{O\text{-}E} - 0{,}7 - G_{E\text{-}O} - 0{,}7 > 0$$

da cui:

$$s_1 + s_2 - G_{O\text{-}E} - G_{E\text{-}O} > 0 \;. \qquad (258\text{-}4)$$

I due valori di s_1 ed s_2 si possono ricavare direttamente sulla curva *1* della fig. 638, noti $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$.

Il guadagno dell'amplificatore nei due sensi deve sempre essere tenuto al disotto del punto di fischio, perchè l'innesco del fischio impedisce evidentemente la trasmissione. Dal compromesso fra la semplicità delle linee artificiali e la necessità di ottenere il massimo guadagno nasce il limite massimo da assegnare al guadagno. In pratica un amplificatore a 2 fili è predisposto per un guadagno, in ciascuno dei due sensi, di 2 neper o poco più. Il punto di fischio deve, per la sicurezza (secondo il C.C.I.F.), superare il valore del guadagno di almeno 0,4 neper a tutte le frequenze della gamma telefonica, con l'amplificatore montato nelle effettive condizioni di funzionamento.

259. Condizioni di trasmissione nei circuiti a due fili. — L'associazione di un amplificatore a 2 fili con una linea pupinizzata, permette di raggiungere distanze ben maggiori di quelle massime consentite dalla sola pupinizzazione. Abbiamo visto (n° 233) che, limitando l'equivalente di trasmissione ad 1,5 neper, una linea in cavo con pupinizzazione H 177-63 ha una portata di km 120 e 65, rispettivamente per conduttori da 1,3 e 0,9 mm.

In pratica l'equivalente di una sezione di cavo interurbano può essere anche più grande, fino ad 1,8-2 neper. Ne viene una portata massima di circa km 160 e km 80 rispettivamente per i due diametri 1,3 e 0,9 mm. Questa lunghezza è appunto quella normalmente assunta per le *sezioni di amplificazione* in cavo, cioè per la distanza fra due amplificatori successivi.

Con l'amplificazione a 2 fili sembrerebbe possibile raggiungere qualsiasi distanza di trasmissione. Un semplice ragionamento ci convincerà, invece, della relativa *limitatezza di portata dei circuiti a 2 fili.*

Esaminiamo (fig. 640) lo schema di un siffatto circuito, tenendo presente che ciascun amplificatore è regolato in modo che il guadagno massimo non superi un valore al disotto del punto di fischio di circa 0,4 neper. Consideriamo, per una certa frequenza, la corrente di reazione nel primo amplificatore. Nelle condizioni supposte, questa corrente di reazione si dissipa all'interno dell'amplificatore perchè è rispettata la condizione $s_1 + s_2 > G_{O\text{-}E} + G_{E\text{-}O}$. Ma, attraverso il differenziale, una parte della corrente di reazione passa sulla linea, e, giunta al 2° amplificatore circola in

esso. Da questo amplificatore una parte della stessa corrente torna indietro e va a sommarsi alla corrente di reazione primitiva (fig. 641).

Si ha, pertanto, circolazione di corrente di reazione, non solo all'interno del 1° amplificatore, ma anche fra il 1° ed il 2°, perchè gli amplificatori reagiscono l'uno sull'altro.

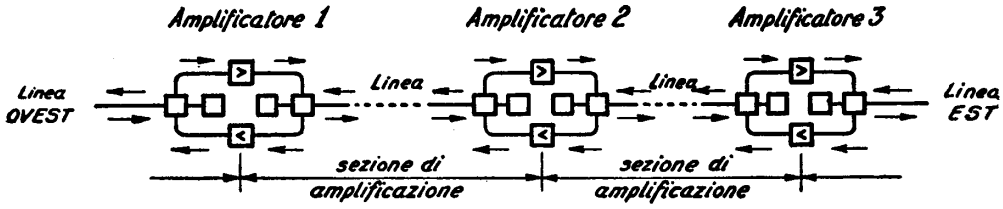


Fig. 640 – Schema di un circuito amplificato a 2 fili.

Se gli amplificatori sono 3, una corrente di reazione circola anche tra il 1° ed il 3° amplificatore; e così via, col crescere del numero delle sezioni di amplificazione.

In definitiva, se gli amplificatori sono n, un numero uguale di correnti di reazione, fra di loro sovrapposte, circolerà nel 1° amplificatore, delle quali la prima di entità maggiore, e le altre di entità decrescente a causa dell'attenuazione dei tratti di linea interposti; la corrente di reazione totale risulta perciò dalla somma (vettoriale) di n termini decrescenti. Il risultato è che il punto di fischio si abbassa ed il

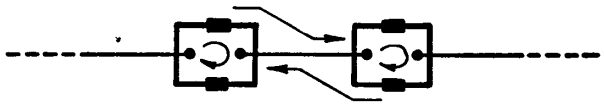


Fig. 641 – Correnti di reazione fra due amplificatori contigui.

guadagno massimo di ciascun amplificatore deve essere vieppiù ridotto, con l'aumentare del numero degli amplificatori lungo il percorso, cioè con l'aumentare della portata, se non si vuole che, ad un certo punto, la condizione (258-4) non sia più rispettata.

Si dimostra (e non è difficile intuire) che l'amplificatore in condizioni più prossime al fischio è quello mediano (od i due mediani se i punti di amplificazione sono in numero pari). A titolo di esempio diamo la riduzione del punto di fischio per un numero crescente di amplificatori:

— circuito formato da 2 amplificatori in serie (3 sezioni di amplificazione). Riduzione, per ciascun amplificatore, del punto di fischio: — 0,34 neper;

— idem 3 amplificatori (4 sezioni di amplificazione):

1° amplificatore:	— 0,55	neper
2° »	— 0,69	»
3° »	— 0,55	»

— idem 4 amplificatori (5 sezioni di amplificazione):

1°	amplificatore:	— 0,69	neper
2°	»	— 0,9	»
3°	»	— 0,9	»
4°	»	— 0,69	»

— idem 5 amplificatori (6 sezioni di amplificazione):

1°	amplificatore:	— 0,8	neper
2°	»	— 1,04	»
3°	»	— 1,10	»
4°	»	— 1,04	»
5°	»	— 0,8	»

In quest'ultimo caso si vede che il guadagno dell'amplificatore mediano (3° della catena) viene ridotto di oltre mezzo neper per ciascuna delle due direzioni, cioè di circa il 25 % rispetto al massimo ordinariamente raggiunto (circa 2 neper).

Il C.C.I.F. ha definito la *stabilità* di un circuito a 2 fili, di lunghezza qualsiasi, come la grandezza

$$\sigma = e - \frac{e_1 + e_2}{2} \qquad (259\text{-}1)$$

in cui: e vale *la media degli equivalenti normali di trasmissione del circuito nelle due direzioni* O-E ed E-O; e_1 ed e_2 sono gli *equivalenti di innesco del fischio* nelle due direzioni, determinati come segue.

Regolati i potenziometri in modo che l'equivalente nelle due direzioni sia quello normale, si aumenta il guadagno dell'amplificatore mediano gradatamente e simultaneamente per le due direzioni, fino all'innesco del fischio. Si sopprime allora la trasmissione nel senso E-O, e si misura l'equivalente e_1 (n° 271).

In modo analogo si misura e_2.

Ricordiamo (n° 214-*d*) che l'*equivalente* di una catena di quadripoli simmetrici è il valore (reale) dell'attenuazione composita, quando le impedenze terminali (del generatore e del ricevitore) sono entrambe resistenze pure di 600 ohm. Poichè si fa in modo che ciascuno dei quadripoli elementari (tratto di cavo pupinizzato od amplificatore) abbia una impedenza di entrata e d'uscita reale di 600 ohm, l'attenuazione composita o equivalente di un circuito risulta dalla somma algebrica degli equivalenti singoli (positivi o negativi).

Crescendo il numero dei punti di amplificazione della linea, *viene il momento in cui*, abbassandosi sempre più $s_1 + s_2$ e dovendo invece rimanere rispettata la relazione (258-4) *i valori di G non sono più sufficienti a compensare l'attenuazione del tronco di linea adiacente.* Per esempio, se i tronchi di linea adiacenti fossero lunghi ciascuno km 65, ed il circuito con conduttori da 0,9 mm, pupinizzazione 177 mH, l'attenuazione da compensare per ogni tratto sarebbe di 1,4 neper. Perciò $G_{E\text{-}O} + G_{O\text{-}E} = 2{,}8$. Se l'amplificatore guadagna 2 neper massimi per ciascuna direzione,

il punto di fischio potrebbe in teoria ridursi dal valore di sicurezza 4,4 neper a quello di 2,8 + 0,4 = 3,2 neper prima del verificarsi delle condizioni per l'innesco del fischio. Il punto di fischio può, cioè, abbassarsi di 1,2 neper. Se l'amplificatore considerato fosse quello mediano di una catena di 5 amplificatori (6 sezioni) già si troverebbe in condizioni prossime a quella critica. Una sesta amplificazione, comunque, non sarebbe possibile, perchè, abbassando ancora il punto di fischio degli amplificatori intermedi, ne renderebbe il funzionamento instabile con facile innesco di oscillazioni permanenti.

Ne concludiamo che la portata, sempre nell'esempio fatto, non potrebbe andare al di là di 6 sezioni di amplificazione, di lunghezza media di km 65÷70 (le sezioni centrali più brevi delle terminali per permettere un minor grado di amplificazione), cioè di km 400 circa.

Con conduttori da 1,3 mm e pupinizzazione 177 mH, si troverebbe analogamente una portata di 800 km al massimo.

Per portate maggiori di queste si impone pertanto un sistema che superi la difficoltà delle correnti di reazione.

260. Amplificatore a quattro fili. — È facile rendersi conto del principio di funzionamento. Prendiamo un amplificatore a due fili, secondo lo schema che ormai ci è ben noto, e collochiamo in ciascuno dei due rami, anzichè una, due o più unità amplificatrici unidirezionali (fig. 642).

Se in questo montaggio la connessione fra le unità amplificatrici contigue fosse diretta e priva di attenuazione, il guadagno singolo di ciascuna unità amplificatrice dovrebbe essere ridotto ad un valore ben modesto, poichè, nel complesso, varrebbe sempre la condizione (258-4):

$$s_1 + s_2 > G_{\text{O-E}} + G_{\text{E-O}}$$

con $G_{\text{O-E}} = g_1' + g_2' + \dots g_n'$ (somma dei guadagni nel ramo O-E)

e $G_{\text{E-O}} = g_1'' + g_2'' + \dots g_n''$ (somma dei guadagni nel ramo E-O).

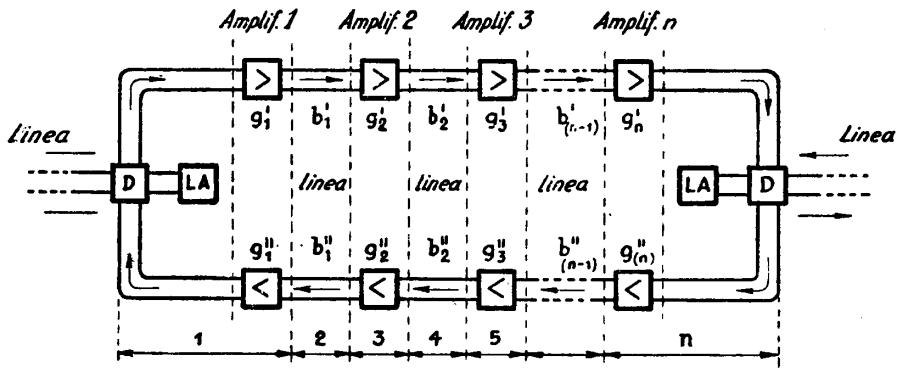


Fig. 642 – Schema di un circuito amplificato a 4 fili.

Ma supponiamo che l'insieme sia così ripartito:

— il traslatore differenziale con la linea artificiale associata (detto nel complesso *dispositivo a forchetta*) ed il 1° amplificatore siano all'origine della linea (centrale interurbana della località di partenza; parte indicata con *1* in fig. 642);

— il gruppo delle due unità amplificatrici unidirezionali che segue stia al 1° punto di amplificazione, talchè sia interposto un tratto di doppia linea interurbana della lunghezza di una sezione di amplificazione;

— il gruppo seguente stia al punto di amplificazione successivo, e così via.

Tra due successivi amplificatori si trova allora inserita un'attenuazione, per cui, in ciascuno dei rami, si avrà non più una semplice somma di guadagni, ma la somma di termini positivi (attenuazioni) e di termini negativi (guadagni):

$$-G_{O\text{-}E} = -g_1' + b_1' - g_2' + b_2' \ldots - g_n'$$

$$-G_{E\text{-}O} = -g_1'' + b_1'' - g_2'' + b_2'' \ldots - g_n''$$

Il valore di $G_{O\text{-}E}$ e quello di $G_{E\text{-}O}$ risulteranno perciò *limitati*. La linea potrà avere una lunghezza qualsivoglia. *Basterà regolare le cose in modo che la somma di $G_{O\text{-}E}$ e $G_{E\text{-}O}$ risulti inferiore (per qualsiasi frequenza) alla somma delle due attenuazioni di equilibramento delle estremità.*

Anche per i circuiti a 4 fili, fenomeni secondari che fra poco esamineremo, intervengono a complicare il fenomeno principale. Comunque, il sistema esposto offre un mezzo praticamente illimitato per superare le massime distanze.

Non è superfluo notare che un circuito a quattro fili impiega tra le estremità corrispondenti non *due*, ma *quattro* conduttori (donde la denominazione). Ciò significa che laddove si potrebbero realizzare due circuiti distinti se ne ottiene invece uno solo. Dal punto di vista della sola linea un circuito a quattro fili è dunque un circuito più costoso.

È però un circuito stabile, nel quale il fischio, se le cose sono state ben regolate, non si innesca anche per lunghe distanze.

Il fatto che le linee artificiali sono ridotte a due sole per tutto il complesso della linea, permette di costruirle più complesse e perfette che non negli amplificatori a due fili, e quindi adatte a rappresentare la linea per una più larga banda di frequenze.

E ancora, il guadagno di un amplificatore a quattro fili, in ciascuna delle due direzioni, non è più soggetto alla limitazione della (258-4) se non nel complesso di tutto il circuito. Nulla vieta, da questo punto di vista, di spingere il guadagno anche notevolmente al disopra dei 2 neper, così da aumentare la lunghezza delle sezioni di amplificazione. Poichè il guadagno dei triodi può arrivare (senza distorsione) anche a 4 e più neper, ne consegue che la distanza fra i punti di amplificazione *raddoppia* all'incirca. Un circuito a quattro fili rispetto ad uno a due fili, a parità di sezione dei conduttori e di carica pupin, può dunque essere amplificato

ad una stazione sì ed una no. Ciò riduce sensibilmente il distacco di costo fra i circuiti a 2 fili e quelli a 4.

Spesso (e questa è la moderna tendenza) si preferisce sfruttare la maggiore possibilità di amplificazione dei circuiti a 4 fili, anzichè per aumentarne la portata, *per migliorarne la qualità.* Come indice di qualità di un circuito telefonico può prendersi, come spesso abbiamo indicato, *la larghezza della banda delle frequenze effettivamente trasmesse.* Ora, come ci è noto, più forte è la pupinizzazione, maggiore è la portata, ma più bassa è la frequenza di taglio e più stretta, di conseguenza, la banda delle frequenze trasmesse. Per aumentare la qualità (cioè la « resa » del timbro e l'intelligibilità) di un circuito, non c'è che *elevarne* la frequenza di taglio, riducendo la *carica pupin.* E questo corrisponde ad un aumento dell'attenuazione chilometrica, *cioè ad una riduzione della portata.* Ecco un singolare effetto della possibilità di amplificare: la rinuncia parziale al vantaggio della pupinizzazione per conseguire un miglioramento della *qualità.* Tutti i perfezionamenti in telefonia interurbana implicano, pertanto, riduzione della carica pupin ed allargamento della banda delle frequenze trasmesse. Generalmente, i circuiti a 4 fili vengono, per quanto precede, realizzati con conduttori a pupinizzazione H 44-25, che ha una frequenza di taglio superiore ai 10.000 Hz. Con ciò la lunghezza delle sezioni di amplificazione per i circuiti a 4 fili ritorna dello stesso ordine di grandezza di quelle già indicate per i circuiti a pupinizzazione medio pesante (km 80 e km 160, rispettivamente per i conduttori da 0,9 e 1,3 mm).

261. Livelli di trasmissione nei circuiti amplificati. — I circuiti amplificati realizzano un collegamento fra due centrali interurbane distanti generalmente centinaia di chilometri; interessano perciò tanto il territorio nazionale che quello internazionale. Il C.C.I.F. ha pertanto fissato delle norme che tendono a ottenere una trasmissione ugualmente buona qualunque sia la lunghezza dei circuiti. Queste norme si riferiscono alla *regolazione dei livelli di trasmissione.*

Il *livello relativo di potenza* in un punto qualunque del circuito è, espresso in neper, la metà del logaritmo neperiano del rapporto fra il valore della potenza in quel punto ed il valore della potenza nel punto scelto come origine della trasmissione. In modo analogo si definisce il livello relativo di tensione e quello di corrente (ossia come logaritmo naturale del rapporto delle due grandezze omogenee, misurate nel punto che interessa ed all'origine). Riferendosi al concetto di *equivalente* (cioè quando le impedenze terminali sono 600 ohm reali — n° 213), il numero che esprime, in neper, i tre livelli (di potenza, di tensione o di corrente) risulta lo stesso.

Si chiama invece *livello assoluto di potenza* quel particolare livello che si ottiene quando la potenza all'origine (cioè il denominatore della frazione nell'espressione del livello) vale *un millivoltampere* (potenza apparente = prodotto della tensione per la corrente senza tener conto della fase) od *un milliwatt* (se si considerano i valori efficaci).

Poichè l'impedenza (reale) del generatore è di 600 ohm, si ha che la potenza all'origine è:

$$1 \text{ mVA} = 1 \times 10^{-3} \text{ VA} = \frac{V^2}{600}, \text{ da cui}$$

$$V = \sqrt{600 \times 10^{-3}} = 0{,}775 \textit{ volt};$$

$$1 \text{ mVA} = 1 \times 10^{-3} \text{ VA} = 600 \times I^2, \text{ da cui}$$

$$I = \sqrt{\frac{10^3}{600}} = 1{,}29 \textit{ mA}.$$

Di conseguenza il *livello assoluto di tensione* è quel particolare livello che si misura (*su 600* Ω) quando la tensione all'origine è di 0,775 volt; ed il *livello assoluto di corrente* è il livello misurato con una corrente all'origine di 1,29 mA.

La nozione di *livello assoluto* torna di grande vantaggio per l'esecuzione pratica delle misure di trasmissione. Infatti basta disporre all'origine di un generatore tarato per l'emissione di 1 mW (alle varie frequenze della banda trasmessa) su l'impedenza di 600 ohm, per ottenere direttamente la misura del livello, in un punto qualunque del circuito, in base a semplice misura di tensione o di corrente. L'apparecchio usato, detto *ipsometro*, o apparecchio per le misure di trasmissione, dispone appunto di un generatore a varie frequenze che si può tarare per l'emissione di 1 mW su 600 ohm e di un voltmetro direttamente tarato in neper o in decibel.

Il C.C.I.F. ha stabilito che l'equivalente di trasmissione, fra due abbonati qualsiasi, non debba essere superiore, nelle peggiori condizioni, a 4,6 neper per il 10% degli abbonati, e per il 90 % di essi non debba superare 3,9 neper (ad 800 Hz).

La parte di circuito compresa fra le due centrali di testa del circuito interurbano vero e proprio (centrali di transito) dovrebbe avere un equivalente non maggiore di 1 neper per i circuiti a 2 fili e 0,8 neper per quelli a 4 fili (con una tolleranza di ± 0,2 neper).

Il livello lungo i circuiti amplificati deve pertanto essere regolato in modo da ottenere, fra le due estremità, valori dell'equivalente non inferiori, rispettivamente, ad 1 e 0,8 neper per i circuiti a 2 e 4 fili. Per circuiti internazionali importanti l'equivalente del transito viene ridotto ulteriormente a 0,5 neper ed anche meno.

I livelli misurati lungo un circuito (o stabiliti per il suo regolare funzionamento) vengono generalmente riportati in un diagramma, detto *diagramma di livello* o *ipsogramma*, che si presta a dare una visione complessiva della trasmissione lungo il circuito stesso. Due esempi sono riportati nelle figg. 643 e 644, per due circuiti rispettivamente a due ed a quattro fili. Nel diagramma sono indicate le stazioni amplificatrici (S. A.) con le distanze rispettive e le attenuazioni del circuito per ciascuna sezione. Per ciascuna delle due direzioni O-E e E-O è poi indicato il valore del guadagno in corrispondenza di ogni stazione, regolato in modo da riportare il livello ad una gran-

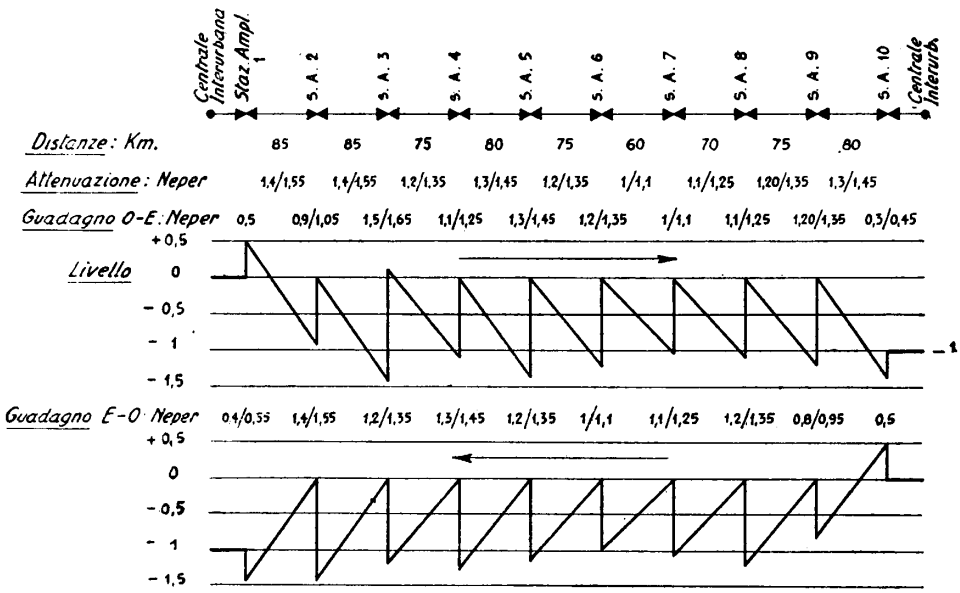


Fig. 643 – Diagramma di livello per un circuito a 2 fili.

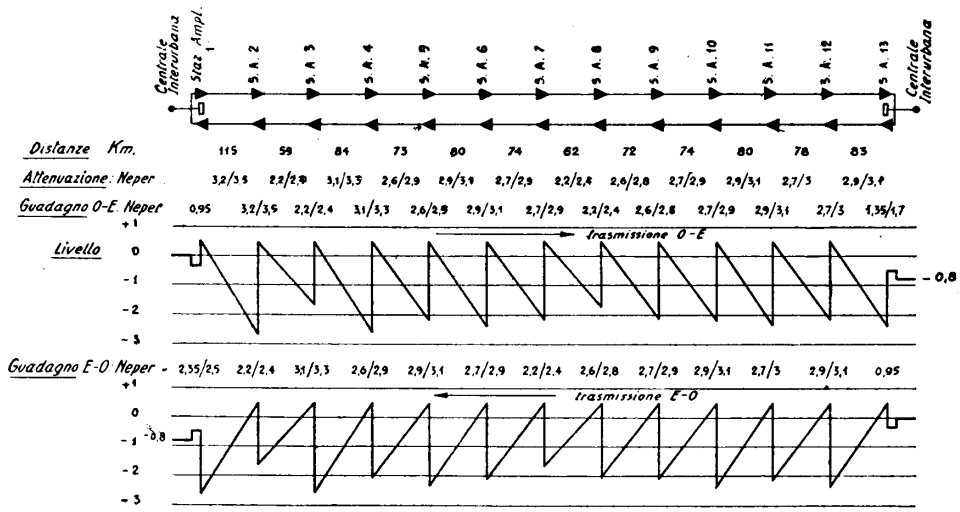


Fig. 644 – Diagramma di livello per un circuito a 4 fili.

dezza prestabilita. Di regola si fa in modo che tale livello (uscita dell'amplificatore) non sia troppo alto (fra 0 e 0,5 neper) per ridurre al minimo la diafonia fra i circuiti; d'altra parte non ci si può tenere troppo bassi, perchè altrimenti nei punti di maggiore attenuazione (cioè alla fine di ogni sezione e prima dell'amplificatore) il livello potrebbe raggiungere quello dei rumori indotti nel circuito per diafonia od interferenza (n^{i} 169÷171) e quindi dar luogo, dopo l'amplificazione, ad una eccessiva riduzione della intelligibilità. Il livello minimo al di sotto del quale non conviene scendere, è stabilito in funzione dell'attenuazione di diafonia ottenuta per il cavo in opera, che non deve essere mai inferiore a quella prescritta dal C.C.I.F. per le varie specie di circuiti. La maggiore possibilità di guadagno nei circuiti a 4 fili (n° 260) sarebbe inutilizzabile se l'attenuazione di diafonia non consentisse livelli sufficientemente bassi; da ciò la maggiore severità delle prescrizioni del C.C.I.F. per questi circuiti (n° 238).

Nei diagrammi sono di solito segnati a lato dei valori normali sia dell'attenuazione che del guadagno, anche i valori massimi che tengono conto delle variazioni stagionali di attenuazione per effetto della temperatura. Presso di noi l'equivalente è soggetto a lenti mutamenti che vengono compensati (riportando il valore a quello prescritto) azionando a mano i potenziometri durante le misure periodiche di esercizio; ma nei lunghissimi circuiti amplificati, che eventualmente comprendono tratti aerei in cavo o fili nudi (come esistono in altri paesi, specie in America) e quindi sono maggiormente influenzati dalle variazioni di temperatura anche diurne, le variazioni di equivalente richiedono una regolazione continua, che difficilmente potrebbe essere eseguita a mano con la necessaria prontezza ed accuratezza. In questo caso è prevista la regolazione automatica del guadagno di uno o più amplificatori intermedi, ottenuta mediante un « filo pilota » il quale (attraverso le variazioni di resistenza causate dalla temperatura) agisce sui potenziometri in senso adatto a compensare le variazioni di attenuazione.

262. Irregolarità di impedenza e fenomeni d'eco. — Abbiamo detto che il sistema di trasmissione a 4 fili permette di raggiungere portate illimitate. Ciò è esatto a condizione che si provveda a neutralizzare i fenomeni secondari che, praticamente trascurabili nei circuiti relativamente brevi, diventano sensibili nei circuiti più lunghi.

I più notevoli sono i fenomeni di *eco*, che traggono origine dalle disuniformità di impedenza inevitabilmente presenti lungo il circuito. Dopo tutto quanto abbiamo detto in varie occasioni sulla causa delle riflessioni nella trasmissione (n^{i} 214 e 257) non è necessario ripetere che l'adattamento delle impedenze dei diversi elementi costituenti un circuito amplificato e pupinizzato è sempre approssimativo, intendendosi con ciò che anche se si riesce ad attuare un adattamento perfetto ad una o più frequenze, ciò non si potrà mai verificare per tutta la banda delle frequenze trasmesse e per tutti i punti di collegamento fra i quadripoli componenti.

Pertanto, la curva impedenza-frequenza ottenuta misurando alle varie frequenze l'impedenza caratteristica del circuito, differisce capricciosamente da quella teorica ottenuta calcolando **Z** mediante le formule dei numeri 225÷227 e 232. Un

esempio è riportato in fig. 645 che mette in evidenza le notevoli irregolarità delle due componenti reale ed immaginaria. In effetti, le molteplici onde riflesse (di entità anche modesta singolarmente ed attenuate ancora lungo la via) ritornando al punto d'origine con fase assai diversa (che dipende dal diverso cammino percorso) e componendosi vettorialmente, dànno due valori della tensione e della corrente il cui rapporto vettoriale, cioè **Z** (sia in modulo che in argomento) oscilla più o meno, per le diverse frequenze, intorno al valore teorico.

Quando poi l'irregolarità sia notevole, il valore dell'onda riflessa rispetto a quella che passa oltre (proporzionale al coefficiente di riflessione 214-7) può essere tale che, anche dopo l'ulteriore attenuazione di ritorno, e concordandosi le fasi, l'alterazione di **Z** sia molto sensibile. Si hanno allora grandi oscillazioni periodiche della curva impedenza-frequenza misurata (fig. 646), dall'esame delle quali può anzi rilevarsi la distanza che intercorre fra l'origine ed il punto di irregolarità. Infatti, se tale distanza è d, $\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{I}}$ sarà massimo per tutte le frequenze per le quali **V** risulterà massimo ed **I** minimo, cioè quando la tensione all'origine e l'onda di tensione riflessa saranno in concordanza di fase e, contemporaneamente, la corrente all'origine e la corrente riflessa in opposizione (sfasamento di 180°). È facile rendersi conto che ciò avviene tutte le volte che la distanza $2\,d$ (andata e ritorno dall'origine al punto di irregolarità) è esattamente uguale ad un numero intero di lunghezze d'onda, cioè quando:

$$n\lambda = 2\,d \tag{262-1}$$

con n numero intero qualsiasi e λ la lunghezza d'onda ad una frequenza f.

Per due massimi contigui della curva impedenza-frequenza (per esempio quelli corrispondenti alle frequenze f_1 ed f_2 nella fig. 646) si ha rispettivamente

$$n\lambda_1 = 2\,d \quad ; \quad (n+1)\lambda_2 = 2\,d$$

da cui, eliminando n, si ricava

$$d = \frac{1}{2}\,\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2} \tag{262-2}$$

Riferendosi alle frequenze, dato che $\lambda = \frac{v}{f}$ (219-7) (v = velocità di fase), e considerando approssimativamente uguali le velocità di fase alle due frequenze, non molto diverse, f_1 ed f_2, si ottiene

$$d = \frac{1}{2}\,\frac{v}{f_2 - f_1} \tag{262-3}$$

la quale permette di *localizzare l'irregolarità di impedenza* mediante il rilievo delle due frequenze corrispondenti a due massimi o minimi adiacenti della curva di

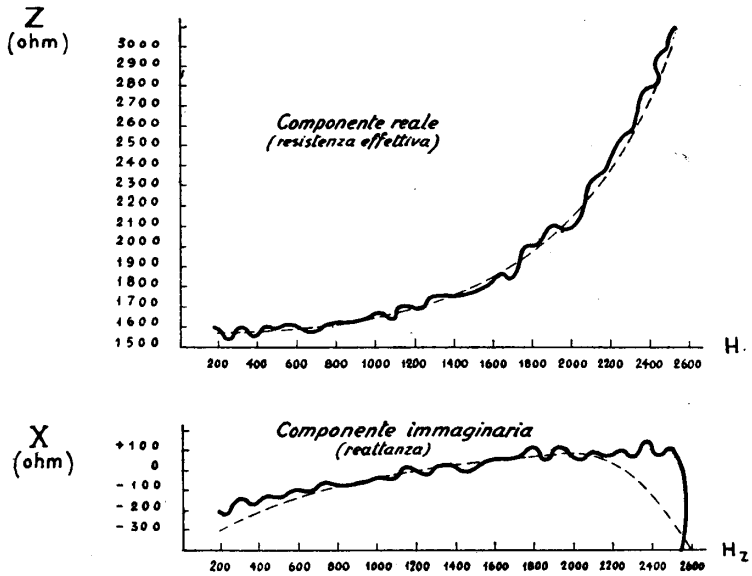


Fig. 645 - Curve impedenza-frequenza di un circuito pupinizzato H. 177 in condizioni normali.

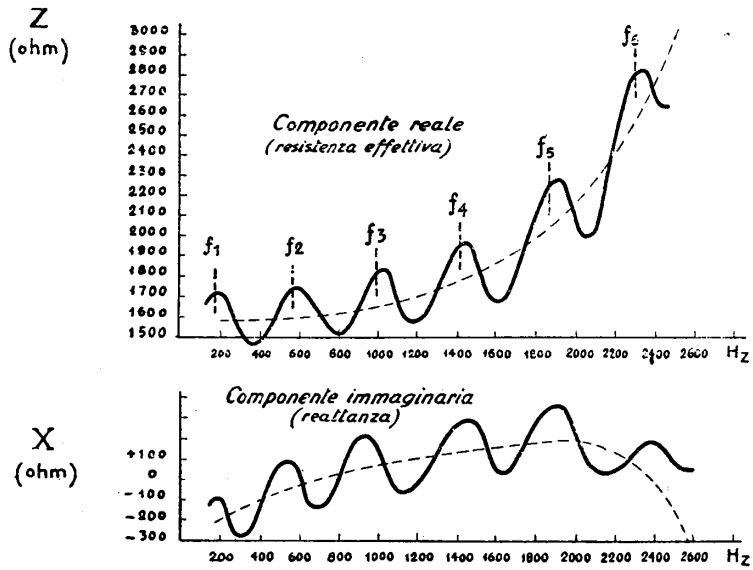


Fig. 646 - Curve impedenza-frequenza di un circuito pupinizzato H. 177 che presenta un punto di irregolarità a distanza *d* dall'origine.

impedenza, quando sia noto il valore nominale della velocità di propagazione, indicato per i tipi più comuni di circuiti nella colonna 7 della tabella annessa al n° 233 (formula 232-11 per i circuiti pupinizzati).

Questo metodo di localizzazione viene usato correntemente per determinare i difetti nelle bobine pupin di un cavo, che generalmente dànno luogo a forti variazioni dell'impedenza caratteristica.

Tornando all'esame dei fenomeni d'eco, non è difficile comprendere che, anche con circuiti scrupolosamente realizzati, e per i quali le curve del tipo di quella disegnata in fig. 645 risultano abbastanza regolari, se la velocità di propagazione non è grande e la lunghezza del circuito è notevole, l'energia ritorna all'origine, sotto forma di correnti riflesse, dopo un tempo apprezzabile dall'istante in cui è avvenuta l'emissione. Colui che parla, pertanto, finisce per percepire nel ricevitore le proprie parole, qualche istante dopo di averle pronunciate, con un effetto del tutto simile alla *eco* naturale, e con notevole disagio agli effetti della intelligibilità del discorso.

Ora, le due condizioni: bassa velocità di propagazione e notevole lunghezza dei circuiti, coincidono proprio nel caso dei cavi pupinizzati; in particolare la velocità di fase è tanto minore quanto più elevata è la carica induttiva. (Infatti l'espressione della velocità v, secondo la 232-11, presenta L' — induttanza della carica pupin — al denominatore). Il C.C.I.F. ha fissato per i lunghi circuiti, in relazione a ciò, *il tempo di propagazione massimo in 250 millisecondi*, ciò che corrisponde, nel caso di circuiti di lunghezza non superiore a 8000 km, ad una velocità di propagazione minima della fase ad 800 Hz di *32.000 km/sec*; velocità che è, quindi, considerata la più bassa per i lunghissimi circuiti, compatibilmente con i fenomeni d'eco. Dalla tabella riportata al n° 233 si rileva che alla pupinizzazione semi-pesante (H 177/63) si accompagna una velocità di propagazione inferiore, e solo alla carica leggera (H 44/25) una velocità di poco superiore al limite minimo ammesso dal C.C.I.F.

La massima portata di un circuito a carica semi-pesante risulta essere (vedasi tabella sopra menzionata):

per il reale: $16.500 \times 0{,}250 = 4.125$ km;

per il virtuale: $21.500 \times 0{,}250 = 5.375$ km;

che l'inserzione dei compensatori di fase (n° 263) riduce ulteriormente.

Pertanto solo il sistema a 4 fili H 44/25, fra quelli usuali, consente di realizzare circuiti di portata praticamente illimitata.

Restando nell'ambito del tempo massimo di 250 millesecondi, un metodo impiegato per controbilanciare l'effetto nocivo della eco è quello dei *soppressori d'eco*, il cui funzionamento è schematicamente indicato in fig. 647. Si tratta di un'apparecchiatura sussidiaria, intercalata nel punto mediano del circuito a 4 fili, e costituita in modo da bloccare automaticamente una delle direzioni di trasmissione quando funziona l'altra. Con ciò è impedita evidentemente la via del ritorno alle correnti d'eco e l'inconveniente è radicalmente soppresso, salvo il disagio per i due corrispondenti di dover parlare alternativamente onde evitare di bloccarsi a vicenda.

L'interruzione della trasmissione può essere attuata sia amplificando e raddrizzando una minima parte delle correnti vocali, derivandole nel punto *a* verso

il soppressore d'eco, ed azionando a mezzo della corrente continua così ottenuta un relè che mette in corto circuito i due fili della direzione E-O (ed analogamente per la direzione opposta); sia utilizzando la stessa corrente continua ricavata come sopra per neutralizzare la tensione base di griglia del triodo amplificatore della direzione E-O, col che viene ridotta l'amplificazione.

Il primo tipo è detto *ad azione discontinua* perchè funzionante a mezzo di un organo elettro-meccanico; il secondo *ad azione continua*, perchè a funzionamento completamente elettrico; entrambi i sistemi vengono ugualmente impiegati. Più

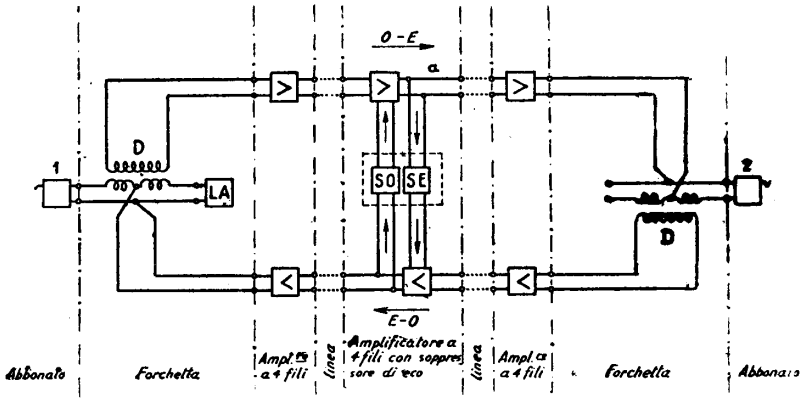


Fig. 647 – Soppressore d'eco in un circuito a 4 fili.

recentemente hanno cominciato a diffondersi dei soppressori d'eco *terminali*, costituiti cioè da due metà, collocate vicino alle forchette nelle stazioni estreme ed agenti quindi proprio nel punto di arrivo delle correnti d'eco.

263. Correzione della distorsione di fase. — Un altro fenomeno che si rende sensibile nei circuiti molto lunghi è la *distorsione di fase*. Abbiamo a suo tempo (n° 222) esaminato in che cosa consista questo tipo di distorsione. Quando la lunghezza del circuito è tale che fra il tempo di propagazione della frequenza più lenta e quello della più celere si abbia una differenza dell'ordine di qualche decina di millisecondi, la parte transitoria, che compare in testa ed in coda ad ogni treno di vibrazioni, diventa sensibile all'orecchio, dando luogo ad un rumore o brusio che diminuisce l'intelligibilità della trasmissione.

Il C.C.I.F. fissa anche per questo fenomeno dei limiti assoluti che nel caso delle lunghe comunicazioni intercontinentali sono i seguenti:

— massima differenza fra il tempo di propagazione della frequenza 800 Hz e quello della *frequenza minima* effettivamente trasmessa: *50 millisecondi*.

— massima differenza fra il tempo di propagazione ad 800 Hz e quello della *frequenza massima* effettivamente trasmessa: *25 millisecondi*.

La velocità alla quale ci si deve riferire per la determinazione di questi tempi di propagazione è quella di gruppo, definita come al n° 219 (formula 219-9).

Per restare entro i limiti prescritti, occorre influire in qualche modo sul valore α della costante di fase relativa all'intero circuito, controbilanciando, in qualche modo, la distorsione di fase in guisa che, nel complesso, la differenza delle velocità sia minima.

Ciò si ottiene a mezzo di quadripoli speciali, detti *compensatori* o *correttori di fase*, che devono avere struttura tale da non dare una sensibile attenuazione (e cioè devono essere, teoricamente, costituiti da reattanze pure) ma allo stesso tempo devono realizzare una curva « costante di fase-frequenza », complementare a quella del circuito al quale vengono associati. Un esempio dell'effetto di un compensatore

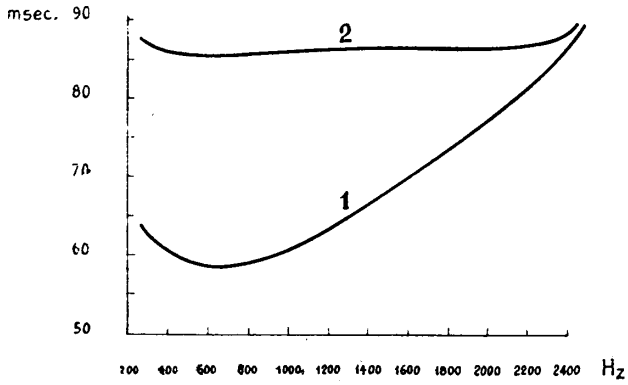


Fig. 648 – Curve del tempo di propagazione in un circuito pupinizzato, prima (1) e dopo (2) l'inserzione di un compensatore di fase.

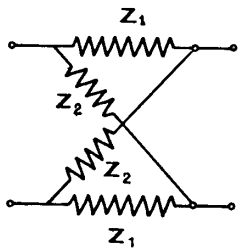


Fig. 649 – Schema « a traliccio » di cellula per compensatore di fase.

di fase si ha in fig. 648, dalla quale si rileva come la correzione aumenti il tempo di propagazione alle varie frequenze, riportandolo però ad un valore praticamente costante per la gamma effettivamente trasmessa.

La struttura dei correttori di fase è generalmente complessa, perchè occorrono alcune diecine di cellule (per esempio del tipo cosiddetto «a traliccio» - fig. 649) per realizzare il voluto effetto; la costruzione, inoltre, deve essere assai accurata per evitare un inutile aumento dell'equivalente di trasmissione e la possibilità di introdurre distorsione di ampiezza.

III. Stazioni amplificatrici.

264. Parti che compongono una stazione amplificatrice. — Le stazioni amplificatrici, disposte come sappiamo ogni 70÷100 km lungo il percorso dei cavi pupinizzati, contengono gli amplificatori per i circuiti a 2 e 4 fili, gli organi sussidiari

e la centrale per l'alimentazione dell'energia. Le parti sono generalmente suddivise in tre sale: la *sala amplificatori* vera e propria, la *sala macchine* e la *sala batteria*; le due ultime costituiscono nel loro insieme la stazione di energia.

Gli amplificatori e gli altri equipaggiamenti forniti di valvole termoioniche richiedono due tensioni principali di alimentazione: la tensione anodica, per la quale la potenza complessivamente necessaria è relativamente piccola, e quella di accensione dei filamenti. Perciò ogni stazione amplificatrice dispone di due gruppi di batterie, il primo a 120÷220 volt (a seconda della tensione anodica del tipo di triodi impiegato), il secondo, generalmente a 24 volt, di elevata capacità. L'esercizio di queste batterie viene effettuato col sistema carica-scarica, o, meglio, in tampone (n° 61). Per l'eventuale tensione di griglia si provvede a mezzo di piccole batterie od anche con circuiti di resistenze opportunamente derivate ed intercalate su quello di accensione.

Le centrali amplificatrici più moderne e quelle di piccole dimensioni (come si incontrano negli impianti delle reti regionali) sono fornite di valvole a riscaldamento indiretto, e quindi per l'accensione impiegano la corrente alternata, attraverso complessi alimentatori che provvedono a ridurre la tensione di rete ed a regolarne automaticamente la costanza entro un largo margine. In questo caso la batteria viene impiegata solo per la tensione anodica.

Nelle grandi centrali amplificatrici l'energia viene fornita alle batterie a mezzo di gruppi convertitori rotanti (in numero almeno di due) disposti nella sala macchine insieme al quadro di manovra per la sorveglianza e per la carica. Nella stessa sala è collocato un gruppo elettrogeno di riserva (a benzina od a nafta) per il caso di lunghe interruzioni dell'alimentazione di rete.

Nelle centrali più moderne, medie e piccole, i gruppi rotanti sono sostituiti da raddrizzatori statici ad ossidi metallici (di rame o selenio) i quali possono anche fornire, in qualche caso, la tensione anodica direttamente alle valvole attraverso dei filtri che eliminano le armoniche.

265. Equipaggiamento della sala amplificatori. — Nella fig. 650 è disegnato a titolo di esempio lo schema di equipaggiamento di una sala amplificatori. I cavi (lato est e lato ovest) vengono portati direttamente a delle *cassette terminali*, disposte su intelaiature metalliche verticali. A lato di queste sono disposti i *tavoli prova* e gli strumenti fissi per la esecuzione delle misure di trasmissione, manutenzione e localizzazione dei guasti.

Dalle cassette terminali le bicoppie vengono portate al *ripartitore dei cavi*, costituito in maniera simile ad un permutatore per centrale urbana (n° 130) ma sprovvisto di protettori che, nei cavi sotterranei, risultano superflui, bastando alla protezione la presenza dei traslatori di linea. Da qui passano al *telaio dei traslatori*, che contiene le bobine per la formazione dei circuiti virtuali. Le coppie vanno quindi al *ripartitore principale* per lo smistamento sugli organi interni della stazione amplificatrice.

Questi sono disposti su file di intelaiature parallele, di dimensioni normalizzate e constano: dei pannelli degli *amplificatori* veri e propri (a 2 ed a 4 fili); dei

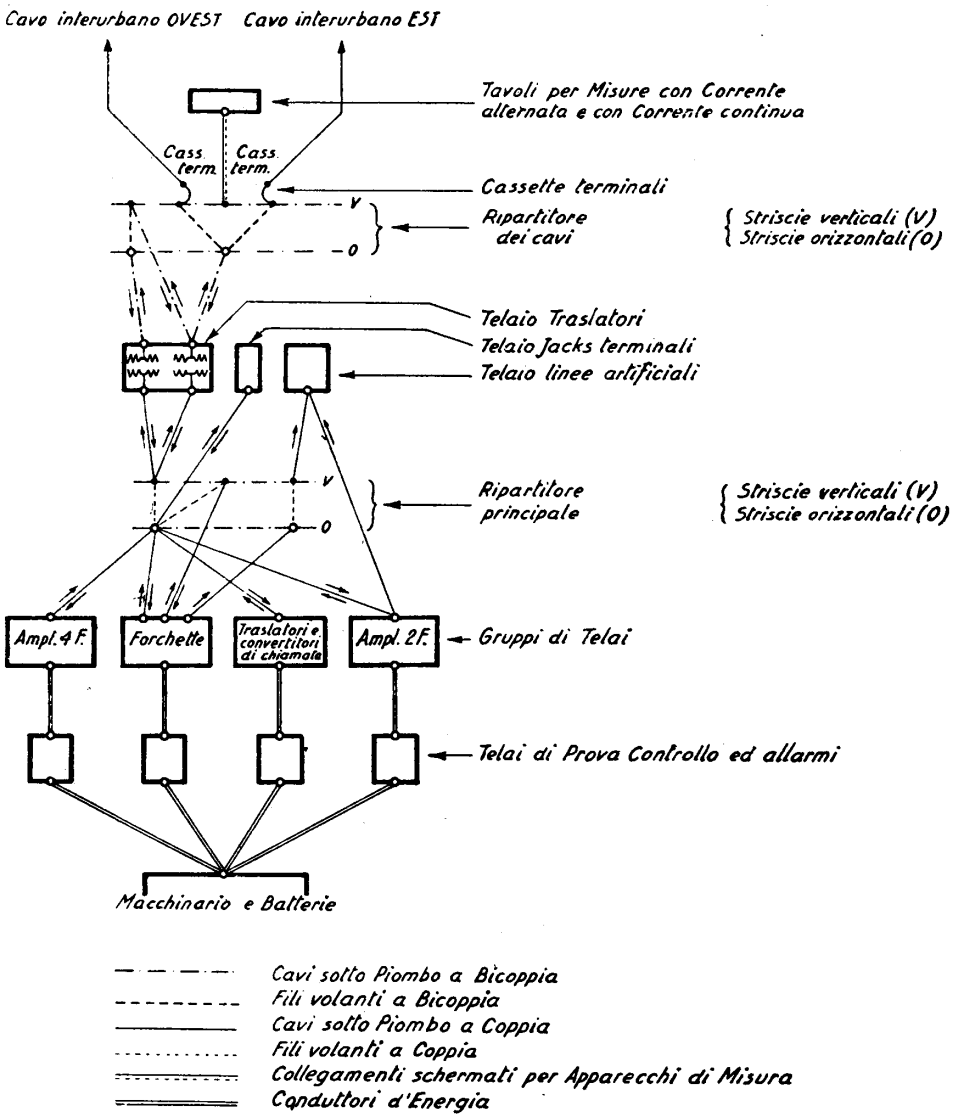


Fig. 650 – Equipaggiamento di una sala amplificatori per linee interurbane a lunga distanza.

dispositivi terminali o *forchette*; delle *linee artificiali* di bilanciamento delle linee; dei *convertitori di chiamata*; degli eventuali *soppressori d'eco* e, infine, degli *allarmi e fusibili*.

Le fig. 651 e 652 dànno le varie possibilità del percorso di un circuito nella stazione.

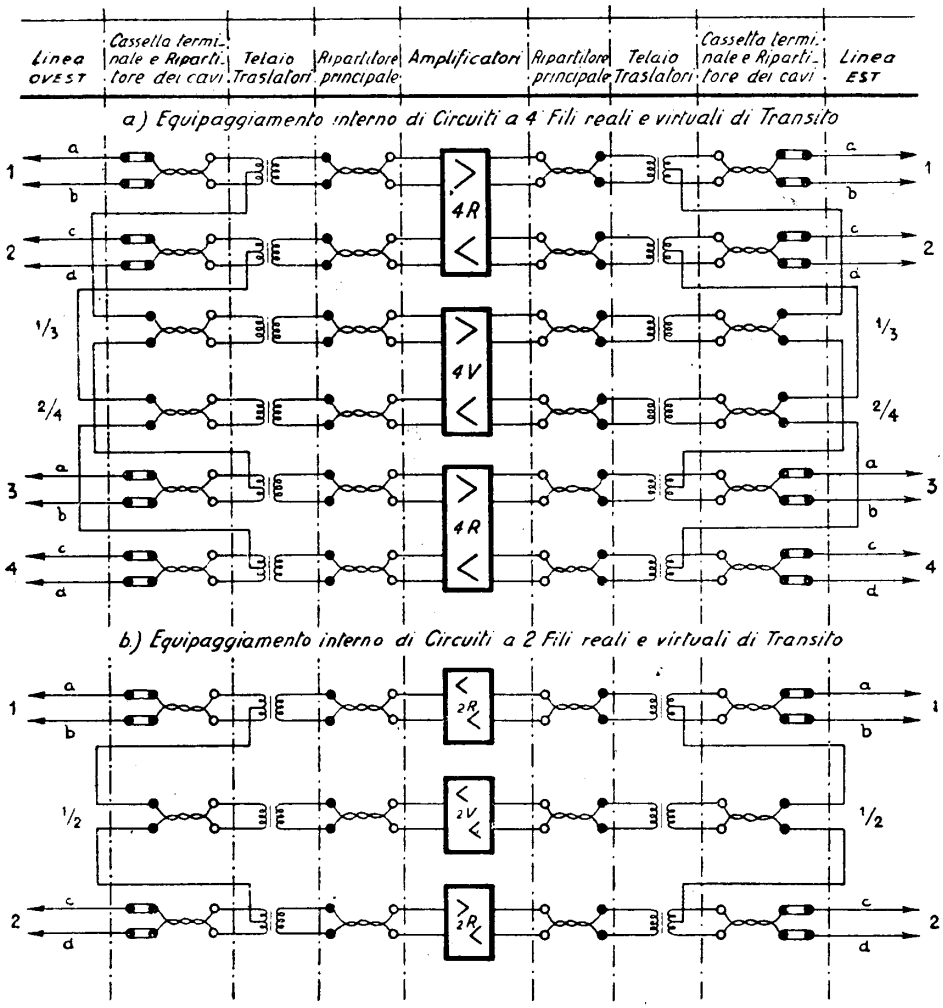


Fig. 651 - Percorso di una comunicazione in una stazione amplificatrice di transito.

Non crediamo utile entrare, data l'indole del libro, nella descrizione dettagliata dei singoli organi, che differiscono da un tipo di costruzione all'altro. La rete nazionale è costruita secondo i due sistemi Standard e Siemens, i cui particolari possono essere studiati sia sulle pubblicazioni della SIRTI (Soc. Italiana Reti Telefoniche Interurbane) ad uso del personale addetto, sia sul ben noto *Corso di Telefonia* del prof. Treves (parte II, vol. II). Negli impianti delle società concessionarie, oltre ai due sistemi sopra menzionati, esistono materiali di altra fabbricazione, fra cui quelli realizzati dalla stessa STIPEL per le proprie stazioni amplificatrici.

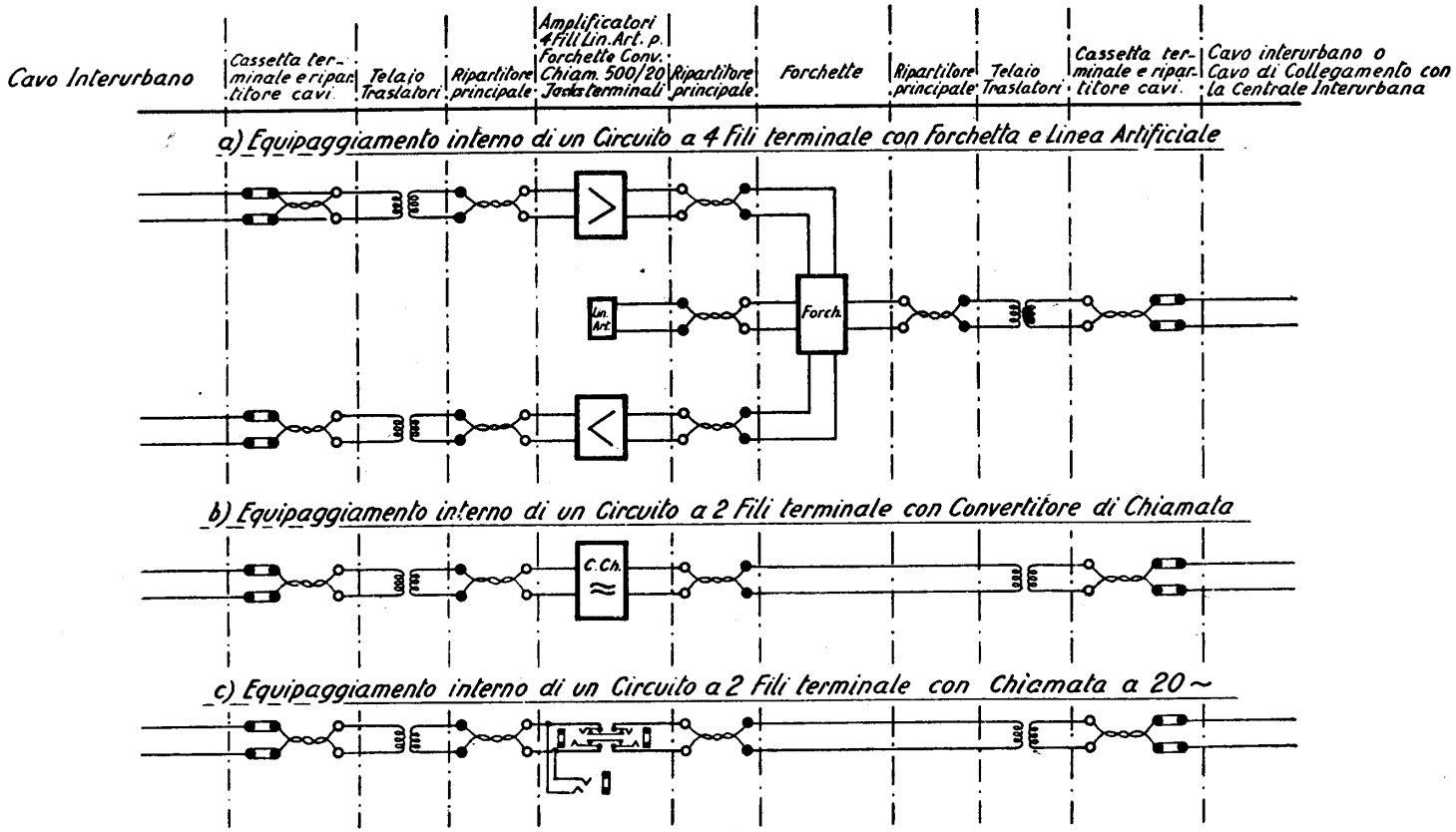


Fig. 652 – Percorso di una comunicazione in una stazione amplificatrice terminale.

Troviamo piuttosto utile, per i nostri fini didattici, di illustrare con qualche esempio gli schemi di principio dei principali organi delle stazioni amplificatrici e le soluzioni adottate per alcuni problemi di trasmissione.

266. Cassette terminali. — Servono a *realizzare una terminazione stagna dei cavi sottopiombo.* Di solito hanno una capacità di 6 a 10 bicoppie, e cioè di 24 a

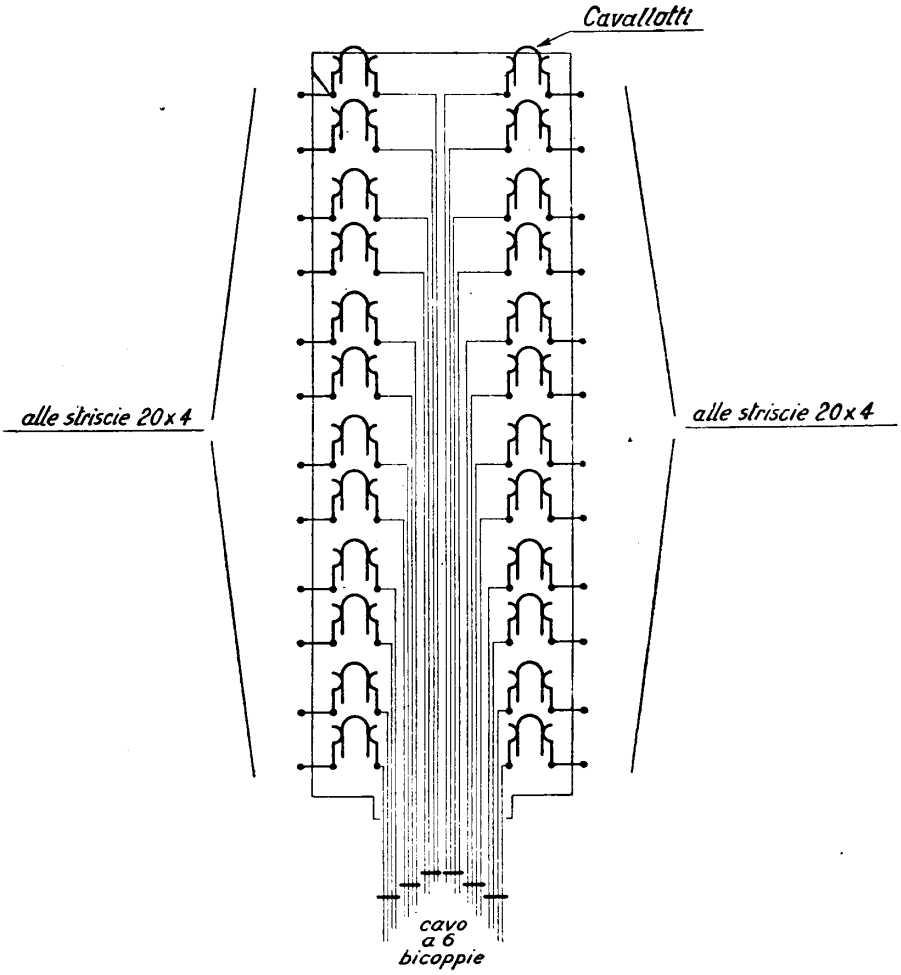


Fig. 653 – Schema di una cassetta terminale.

40 fili, ciascuno dei quali viene portato ad una boccola (fig. 653). Un cavallotto a spina doppia collega poi tale boccola a quella cui fa capo il conduttore verso il ripartitore dei cavi. Il collegamento dei cavi interurbani alle cassette è effettuato attraverso giunti multipli a muffola (analoghi a quelli sottostanti al permutatore

nelle centrali urbane) che suddividono i cavi stessi in tanti cavi minori, ciascuno a 6÷10 bicoppie. La fig. 654 dà una vista della cassetta terminale tipo STIPEL. Dopo la saldatura di ciascun filo alla parte posteriore delle boccole, la cassetta viene riempita di miscela cerosa.

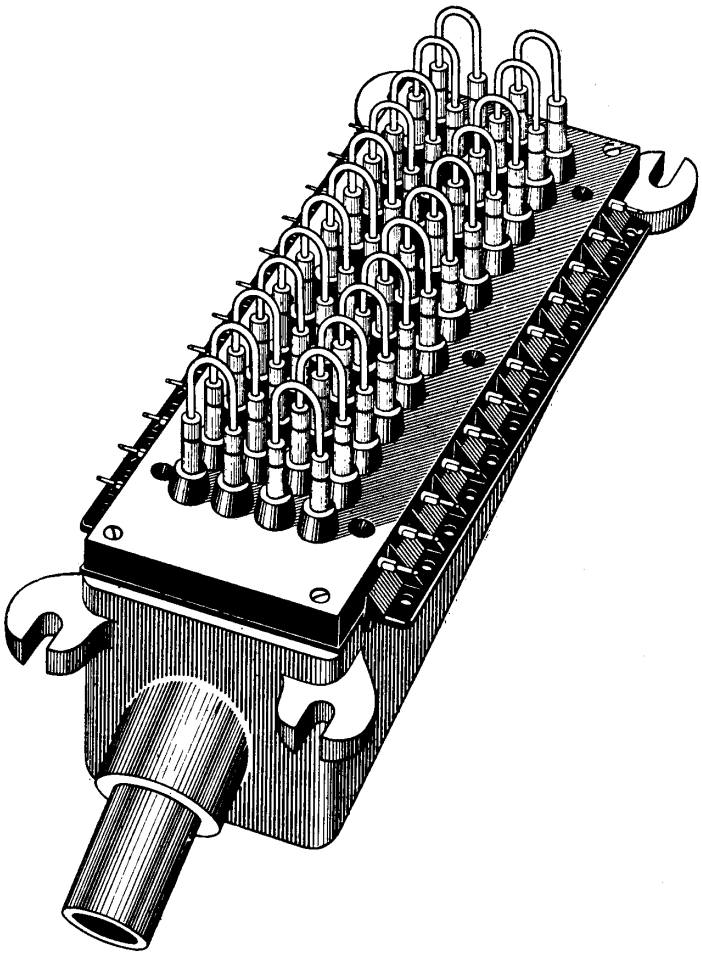


Fig. 654 – Vista della cassetta terminale tipo STIPEL.

267. Pannelli amplificatori. — Le unità amplificatrici sono montate su pannelli, a loro volta raggruppati in numero vario su intelaiature ad un solo fronte o a due fronti. Sulla faccia esterna dei pannelli appaiono di solito i potenziometri (raramente i triodi) ed eventuali boccole per esecuzione di prove o misure.

Lo schema semplificato dell'*amplificatore Siemens a 2 fili* è rappresentato in fig. 655 ed in esso notiamo: due elementi compensatori (uno per lato) contenenti

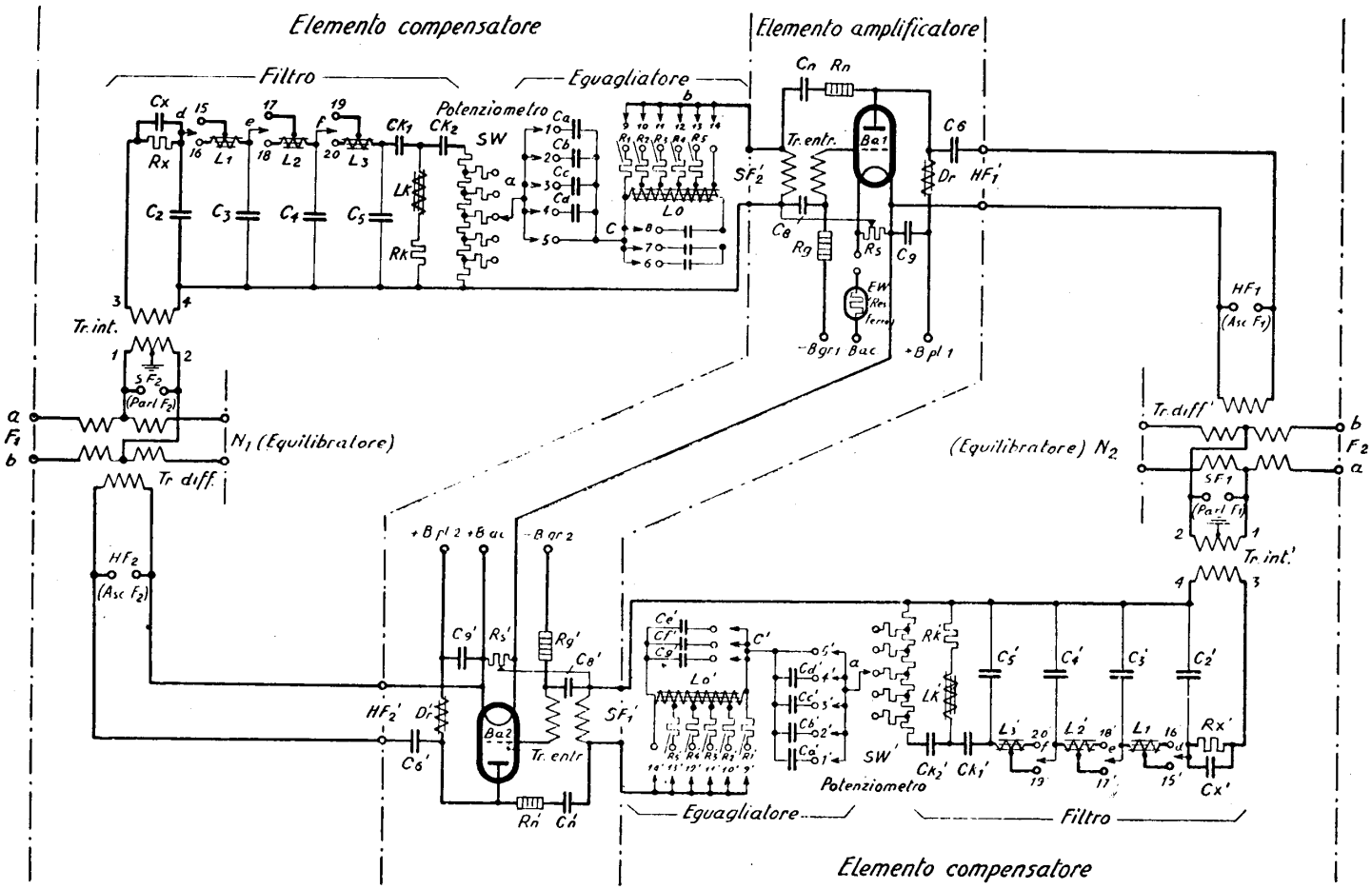


Fig. 655 – Circuito semplificato dell'amplificatore a 2 fili Siemens.

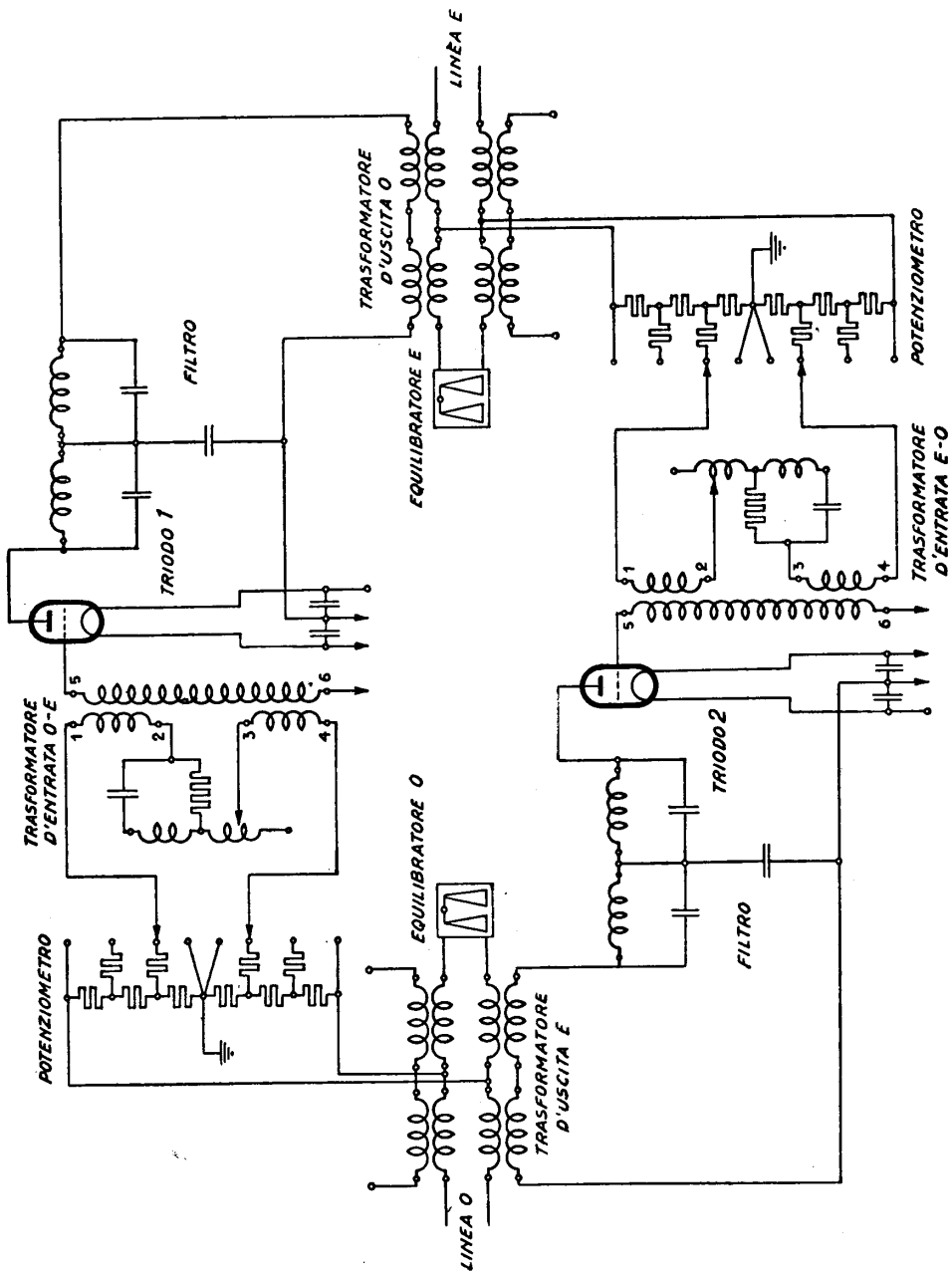


Fig. 656 – Circuito semplificato dell'amplificatore a 2 fili Standard.

ciascuno il traslatore differenziale, il filtro, il potenziometro e l'equalizzatore; ed un elemento amplificatore con le due valvole ed i traslatori di entrata. Da traslatore d'uscita funge lo stesso differenziale (disposizione spesso adottata negli amplificatori a 2 fili).

Il filtro è in più cellule inseribili a volontà per realizzare una banda più o meno ristretta; il potenziometro è del tipo a gradini precedentemente studiato; l'equalizzatore è del tipo di fig. 620, con differenti possibilità di inserzione.

I due triodi sono alimentati in serie, attraverso una speciale resistenza in ferro *EW* (contenuta in un tubetto nel quale è stato immerso idrogeno, per evitare l'ossidazione del ferro) che ha proprietà autoregolatrici (permette, cioè, una relativa costanza della corrente di filamento anche se la tensione subisce oscillazioni di una certa ampiezza, e ciò perchè, entro certo limiti, ha una resistenza crescente con la corrente).

Nella fig. 656 è riportato lo schema dell' *amplificatore a 2 fili di costruzione Standard.* In esso è evidente la preoccupazione di realizzare costantemente il bilanciamento dei due fili, con una perfetta simmetria verso terra. Il potenziometro è diviso in due metà (col centro messo a terra), e

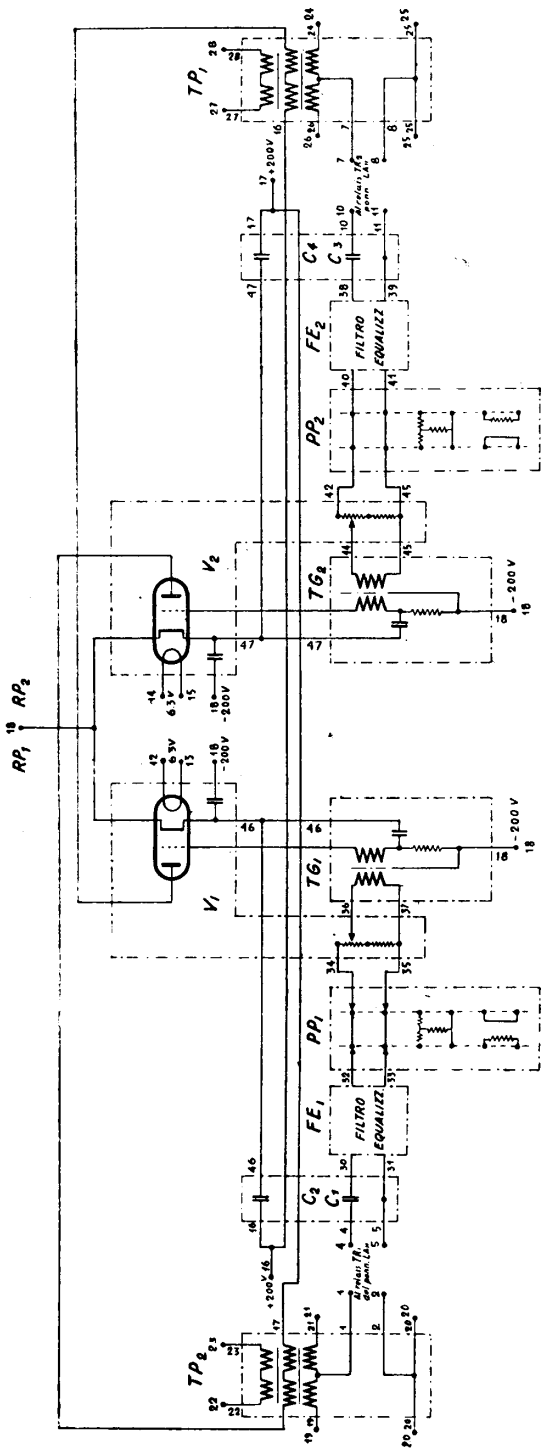


Fig. 657 - Circuito semplificato dell'amplificatore a 2 fili Stipel (AET).

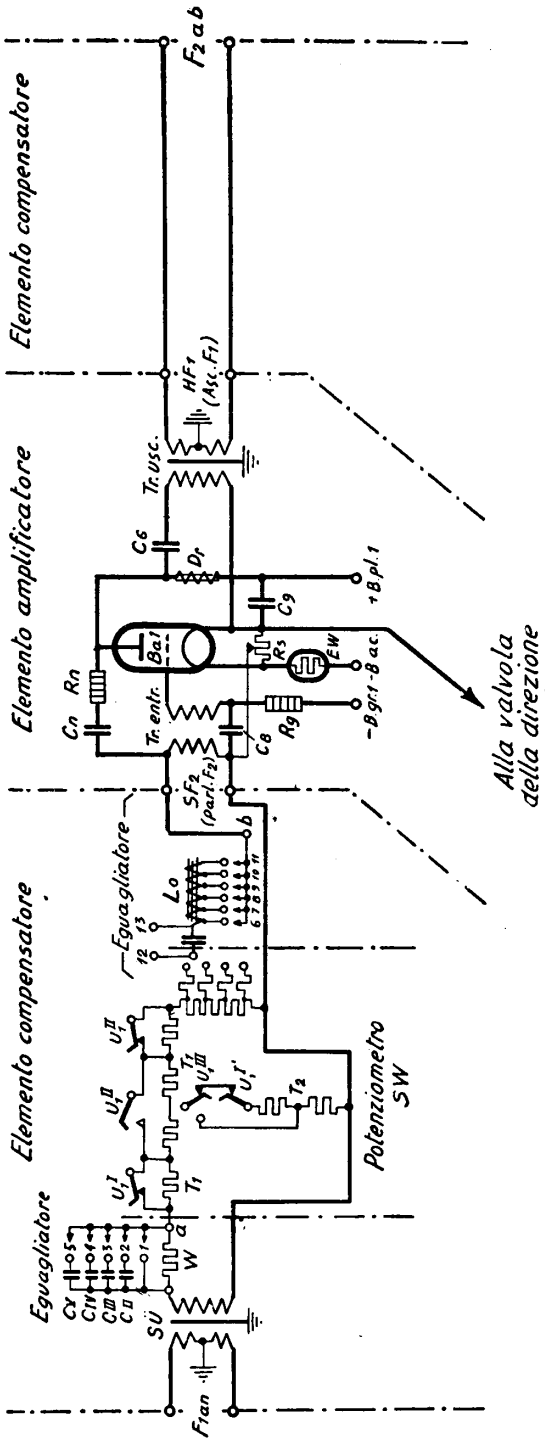


Fig. 658 – Circuito semplificato dell'amplificatore a 4 fili Siemens.

nei tipi più recenti è a variazione continua; l'antidistorcente, del solito tipo, è collocato al centro del primario del traslatore d'entrata. Il filtro è disposto sul circuito d'uscita, prima del differenziale che funziona anche da traslatore d'uscita.

L'*amplificatore* STIPEL (fabbricazione AET) (figura 657) è caratterizzato dall'impiego di triodi con accensione in alternata, e dalla possibilità di una regolazione del guadagno a gradini assai piccoli, a mezzo di un potenziometro principale a passi di 0,1 neper e di uno per la regolazione fina a passi di 0,01 neper. Queste caratteristiche lo rendono particolarmente adatto al servizio delle reti regionali, in piccole stazioni amplificatrici e su linee di equivalente assai variabile.

Filtro ed equalizzatore sono riuniti in un solo elemento, regolabile dall'esterno mediante ponticelli da saldare in differenti combinazioni alle pagliette terminali.

L'*amplificatore Siemens a 4 fili* (schema per la direzione O-E, fig. 658) è costituito da due unità unidirezionali perfettamente identiche, interconnesse solo per quanto si riferisce all'accensione in serie dei due filamenti (disposizione analoga all'amplificatore a 2 fili). L'eguaglia-

tore di attenuazione, diviso in due parti, ha in mezzo il potenziometro, regolabile in parte a gradini larghi a mezzo di contatti, in parte a piccoli gradini a mezzo di cursore. L'elemento amplificatore contiene il triodo ed i due traslatori di entrata e di uscita.

Nel tipo *Standard a 4 fili* (di cui una unità per la direzione O-E è disegnata in fig. 659) vengono adoperati due triodi per direzione, allo scopo di elevare il guadagno. L'accoppiamento delle due valvole è ottenuto a mezzo di trasformatore intermedio. L'accensione dei quattro filamenti è in serie.

268. Trasmissione della chiamata. — Vengono impiegati quasi esclusivamente due sistemi: la chiamata a *frequenza bassa* (20 periodi o frequenza industriale: 45÷50 periodi) e quella a *frequenza vocale*. Il secondo è impiegato sui circuiti a 2 e 4 fili e, comunque, su quelli più importanti e per le maggiori distanze; il primo sui circuiti a 2 fili esclusivamente. Sappiamo che gli amplificatori non permettono il passaggio delle frequenze al di sotto dei 300 Hz; perciò la corrente alternata che l'operatrice del tavolo interurbano invia verso l'altra estremità del circuito per effettuare la chiamata (n° 57), deve poter *aggirare* gli amplificatori e, riportata ad un livello adatto per farle superare la successiva sezione di amplificazione, venire immessa nel circuito al di là degli amplificatori stessi. Questo problema viene associato a quello della trasmissione degli impulsi per la selezione a distanza degli organi automatici di commuta-

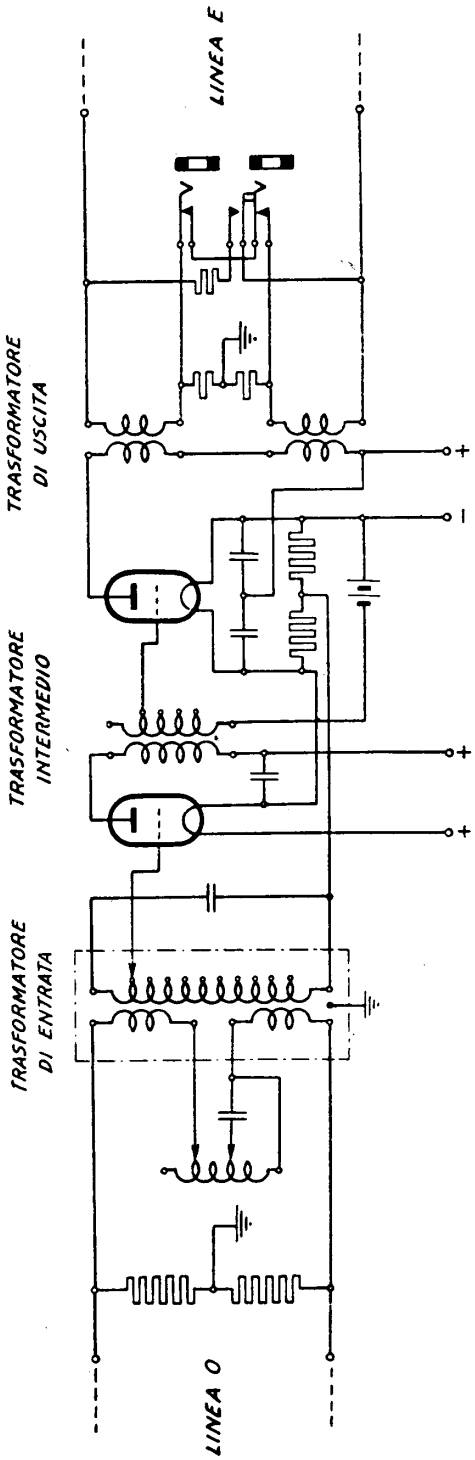


Fig. 659 - Circuito semplificato dell'amplificatore a 4 fili Standard.

zione. Questi impulsi, nelle reti regionali, sono inviati a mezzo di correnti a frequenza industriale, perchè la corrente continua dei circuiti urbani mediante la cui interruzione si ottengono gli impulsi di selezione non potrebbe attraversare i traslatori di linea posti nel punto di giunzione con i circuiti interurbani.

La funzione in parola è assolta da apparecchiature variamente denominate: aggiratori di amplificatore o traslatori di chiamata.

L'*aggiratore di amplificatore* che riportiamo a titolo di esempio, di ideazione STIPEL (fig. 660) viene associato agli amplificatori a 2 fili secondo lo schema ri-

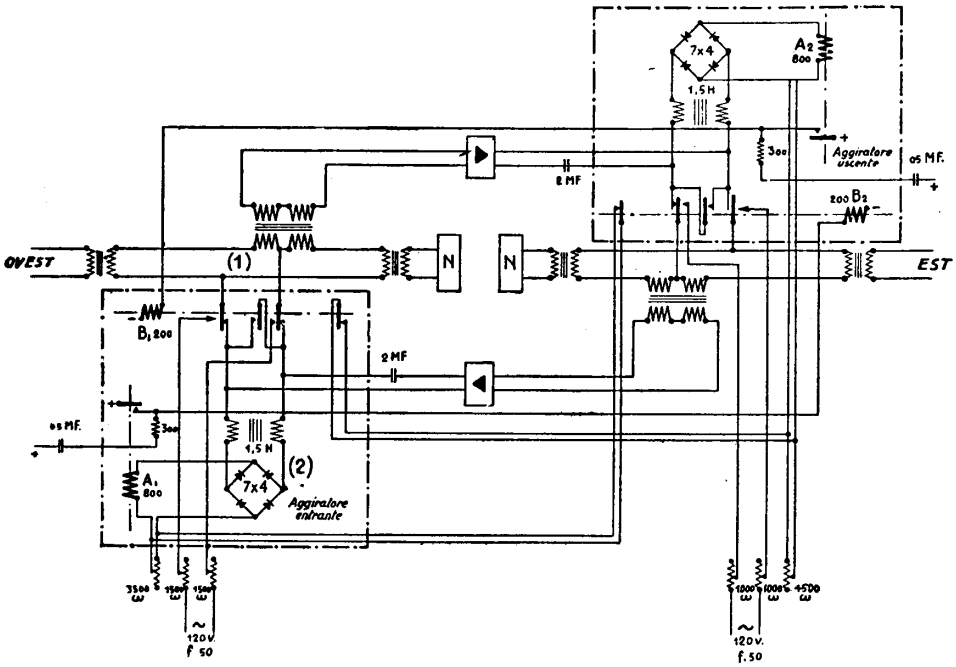


Fig. 660 – Aggiratore d'amplificatore Stipel.

portato nella figura e consta di due unità identiche, una per ciascuna direzione. I treni di impulsi a 50 periodi in arrivo da ovest, vengono in (*1*) derivati verso un ponte raddrizzatore ad ossidi metallici (*2*) attraverso un'impedenza induttiva (1,5 H) che agisce da filtro per le correnti vocali. La tensione raddrizzata percorre il relè A_1 che dà batteria al relè B_2, sul lato est, e questo, a sua volta, invia una tensione a frequenza industriale (120 V, $f = 50$ Hz) sulla linea uscente. Durante l'invio di questi impulsi l'uscita del triodo O-E è scollegata dalla linea. Un apposito contatto di B_2 inserisce contemporaneamente una resistenza di 3500 ohm in serie col relè A_1, per renderlo più rapido alla caduta.,

Nelle centrali Standard e Siemens la traslazione della chiamata a 20 periodi viene effettuata mediante relè speciali, ad alta impedenza, sensibili alla corrente

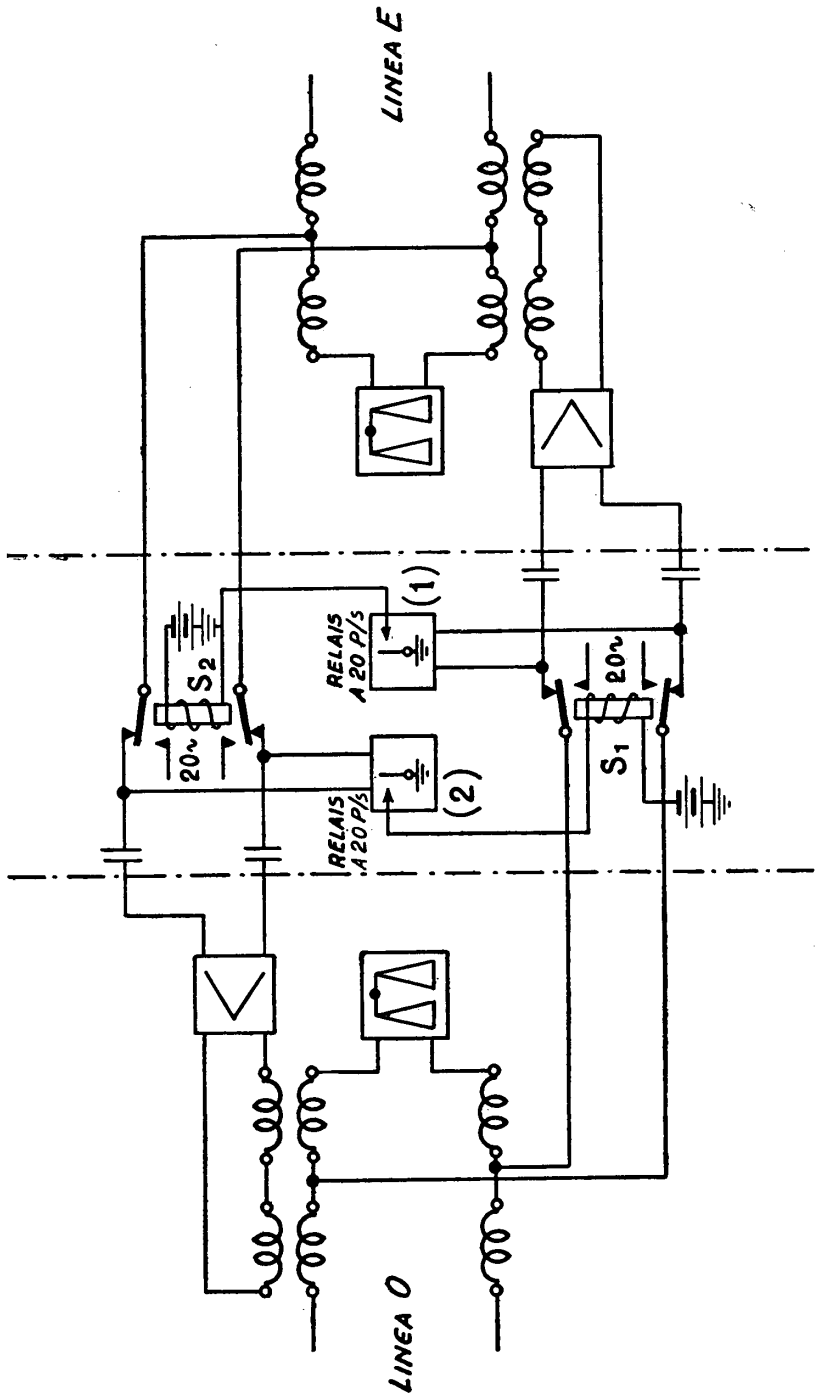


Fig. 661 – Traslatore di chiamata Standard.

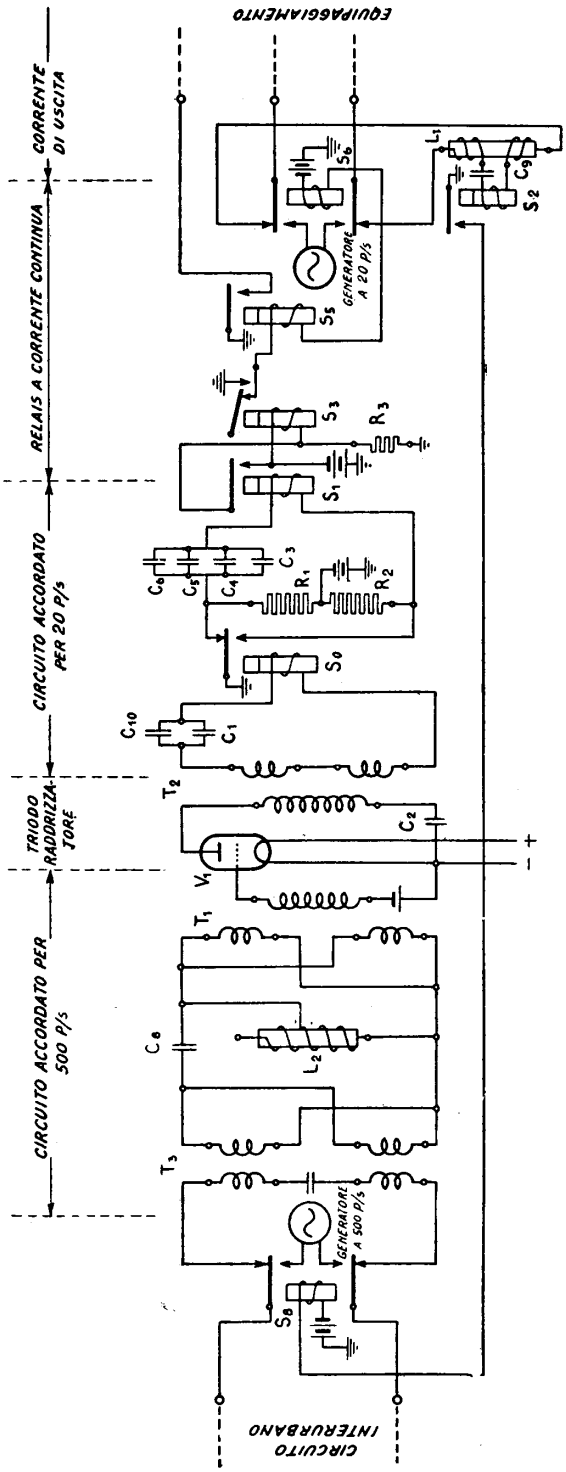


Fig. 662 – Convertitore di chiamata 500/20 tipo Standard.

alternata, disposti in parallelo all'entrata dell'amplificatore. Per esempio, nel *traslatore di chiamata Standard* (fig. 661) la corrente di chiamata in arrivo da ovest, attraverso le molle di S_1, eccita il relè a 20 Hz (*1*), il quale (mediante una catena di 2 relè non indicati in figura) provoca l'attrazione di S_2 e l'invio verso est della corrente di chiamata.

La *chiamata a frequenza vocale* viene effettuata con correnti a 500 Hz, interrotte con il ritmo di 20 Hz, cioè consiste in treni di oscillazioni a 500 Hz, della durata di 1/40 di secondo, distanziati fra di loro di 1/40 di secondo. L'apparecchiatura usata a tale scopo prende il nome di *convertitore di chiamata* e viene disposta alla estremità dei circuiti a 2 od a 4 fili; *non occorrono aggiratori intermedi* in quanto la corrente 500/20 Hz traversa gli amplificatori come una normale corrente vocale, ed arriva così all'estremità lontana.

Il *convertitore di chiamata Standard*, ad esempio (fig. 662) consta, per la parte trasmittente, di un circuito risonante, accordato sulla frequenza 20 Hz $[(L_1+S_2)\text{-}C_9]$, e collegato al circuito proveniente dalla centrale interurbana. Il relè S_2, molto pronto all'attrazione ed al rilascio si eccita, perciò, con

il ritmo della corrente di chiamata, e dà terra al relè S_8 il quale, a sua volta, commuta la estremità del circuito interurbano sul generatore a 500 Hz (che può essere un piccolo gruppo rotante a servizio di tutti i convertitori di una centrale). Gli impulsi verso la linea interurbana risultano pertanto a 500 Hz interrotti col ritmo di 20 periodi. Per la parte ricevente, la corrente a 500/20 Hz attraverso il traslatore T_3 (il cui primario è accordato mediante un condensatore alla frequenza 500 Hz) ed un secondo circuito, accordato su 500 Hz, (C_8-L_2), viene applicata alla griglia del triodo V_1, rettificata e trasformata in corrente a 20 Hz attraverso il traslatore T_2 ed il circuito accordato su 20 Hz [$(C_1 + C_{10})$-S_0]. Il relè S_0 sensibile ai 20 Hz, attraverso una catena di relè e circuiti accordati, provoca l'inserzione sulla linea, lato centrale interurbana, del generatore a 20 Hz. Con questo sistema, le normali componenti a 500 Hz della corrente vocale non producono l'invio di chiamata a 20 Hz verso l'interurbano, a meno che non siano interrotte con frequenza di 20 Hz; ciò impedisce il funzionamento del convertitore di chiamata per correnti che non siano quelle di chiamata vere e proprie. Il tipo Siemens non differisce concettualmente da quello Standard illustrato. Lievi differenze presentano anche i convertitori per circuiti a 2 ed a 4 fili.

269. Amplificatori sui cordoni. — I lunghi circuiti interurbani del cavo nazionale dispongono di amplificatori fissi, permanentemente ad essi associati. Negli impianti regionali, invece, si presenta il problema di amplificare dei circuiti che normalmente non lo sono. Per esempio, due collegamenti interurbani che fanno capo ad una centrale di transito (n° 40) e servono a collegare stabilmente due località A e B della zona con tale centro (fig. 663 *a*), non richiedono amplificazione se hanno ciascuno un equivalente di circa 1 neper: se però l'operatrice della centrale vuole mettere in comunicazione il centro A con B, servendosi di una semplice coppia di spine e del cordone *1*, realizza un collegamento il quale avrà un equivalente uguale alla somma dei due equivalenti, cioè di 2 neper.

In questo caso risulta conveniente, se si vuole mantenere l'equivalente totale di un circuito interurbano nei limiti prescritti dal C.C.I.F., realizzare il transito attraverso una coppia di spine speciali *2*, associate ad *un cordone che contiene un amplificatore a 2 fili*, il quale provvede ad elevare il livello di trasmissione nel punto di transito.

Anche quando il circuito interurbano, occasionalmente costituito mediante due tronchi di attenuazione singola piuttosto elevata (per cui l'equivalente totale risulta eccessivo) non può essere amplificato nel punto di transito, torna conveniente effettuare una amplificazione terminale mediante il circuito di cordone amplificato con cui si collega la linea interurbana all'abbonato.

Non sarebbe conveniente disporre di tanti amplificatori individuali quante sono le possibili combinazioni di circuiti affluenti alla centrale, dei quali possa presentarsi la necessità di effettuare la giunzione in transito. Pertanto si equipaggiano i posti di lavoro con un certo numero di amplificatori sui cordoni, inseribili a volontà fra due qualsiasi delle linee. Ma le linee differiscono le une dalle altre, sia come tipo (diametro dei conduttori, aeree od in cavo, pupinizzate o no) sia come equi-

valente. Di conseguenza si devono disporre le cose in modo che tutte le linee risultino elettricamente uguali quando se ne richieda l'impiego in transito amplificato. La disposizione è la seguente (fig. 663 *b*). Le linee fanno capo, nei posti di

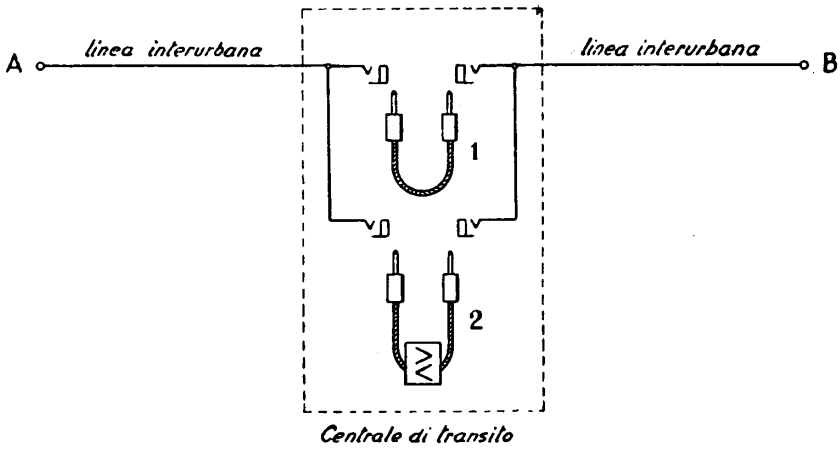


Fig. 663 *a* – Transito normale (*1*) ed amplificato (*2*) in una centrale interurbana.

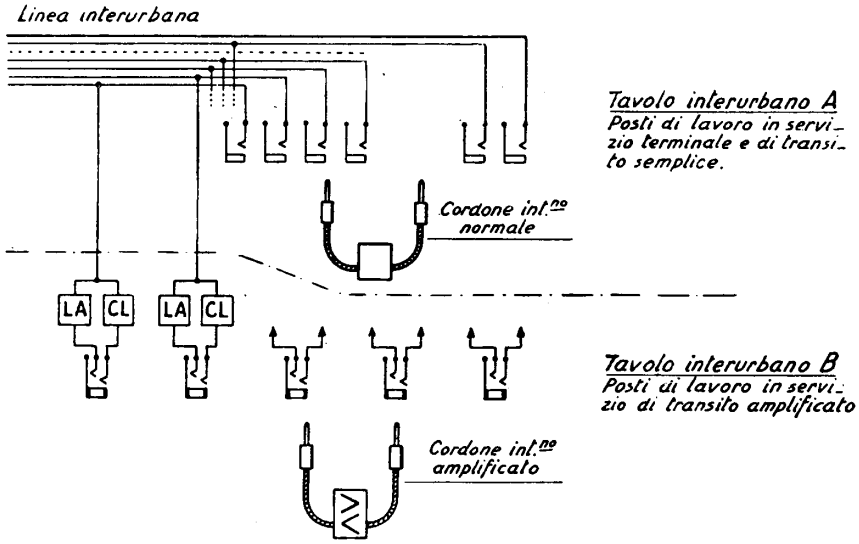


Fig. 663 *b* – Equipaggiamento jacks per il transito amplificato.

lavoro normali, a jacks di linea (e relativi indicatori) come visto a suo tempo (n° 56). Da tali posti l'operatrice può effettuare il collegamento con gli abbonati od i transiti comuni per i quali l'amplificazione non è richiesta.

Le linee sono, inoltre, multiplate su posti di lavoro specializzati che dispongono di speciali jack, ai quali sono associate, per ogni linea, una *linea artificiale* di bilanciamento ed un *complemento di linea* calcolato per portare l'equivalente ad un valore stabilito (indicati con LA e CL). Il complemento di linea è generalmente un semplice attenuatore fisso del tipo visto al n° 249. In tal modo all'inserzione della spina di un cordone amplificato corrisponde il collegamento simultaneo dell'amplificatore alla linea ed alla linea artificiale corrispondente, e la linea viene portata ai capi d'entrata dell'amplificatore ad un livello prestabilito in relazione al guadagno che l'amplificatore può dare.

Quando le linee da amplificare in transito non sono molte, l'operatrice addetta al posto B regola a suo criterio l'utilizzazione dei cordoni amplificati per ottenerne il massimo sfruttamento, in modo del tutto analogo a quello di una comune commutatorista, che dispone di un certo numero di cordoni ogni tanti abbonati.

Se però i posti B sono numerosi, sorge la questione dell'impiego in comune degli amplificatori. Una soluzione integrale di questo problema è stata sviluppata dalla STIPEL, con *l'apparecchiatura per la ricerca automatica di un amplificatore libero.* L'impianto (di cui si hanno esempi a Milano, a Novara ed in altri centri) è costituito secondo lo schema semplificato della fig. 664.

La linea ovest, attraverso i contatti di un relè T, fa capo al jack del tavolo di commutazione. Le linee disposte per il transito amplificato sono caratterizzate da un potenziale sulla boccola del jack (filo d). Quando l'operatrice inserisce la spina S_r, dà batteria, attraverso la boccola ed il corpo della spina, a un relè C_1 ad essa associato, e C_1 attrae; così quando inserisce la spina S_c nel jack della linea est, viene attratto in maniera identica il relè C_2. Solo quando C_1 e C_2 sono entrambi attratti, si chiude il circuito: terra – batteria – contatti c_1 e c_2 – relè A_c – terra. Il relè A_c fa parte di uno speciale complesso « distributore di avviamento del cercatore di cordone » (scomparto *1* dello schema 664), costituito da due relè e da un cercatore DAC a tre bracci. A_c attrae, e chiude il circuito del magnete MC del distributore DAC, il quale entra in rotazione esplorando le giunzioni verso il « circuito di connessione » (scomparto *2* del disegno), composto da alcuni relè e da tre cercatori: CC (cercatore di cordone), CL_1 e CL_2 (cercatori di linea). Una giunzione libera provoca l'attrazione del relè P_c in (*1*) e l'arresto del DAC; inoltre, col bracco c viene eccitato il magnete MC_1 che avvia il cercatore di cordone a 5 bracci CC. Questo si ferma quando il braccio c completa il circuito: terra – batteria – contatti c_1 e c_2 (nel cordone interurbano) – braccio c – relè P_1 (nel circuito di connessione *2*) – braccio $b - p_c$ – terra (nel circuito del DAC-*1*). Il relè P_1 attira ed il CC, attraverso il braccio e, provoca l'attrazione di Al, relè associato ad un cercatore a tre bracci DAL, detto « distributore di avviamento dei cercatori di linea » (scomparto *3*). L'attrazione di Al fa eccitare il magnete ML ed il DAL ruota alla ricerca del cordone chiamante. Si arresta quando il braccio c lo ha raggiunto perchè attira Pl, diseccitando ML. Il relè E, nel circuito del braccio e del CC (scomparto *2*) attira solo quando Pl (scomparto *3*) che è a bassa resistenza, ha messo in corto circuito la resistenza da 800 ohm in serie con Al, cioè quando il DAL ha raggiunto il cordone chiamante. Allora E attira, e si eccita il magnete MC_2 del cercatore CL_1

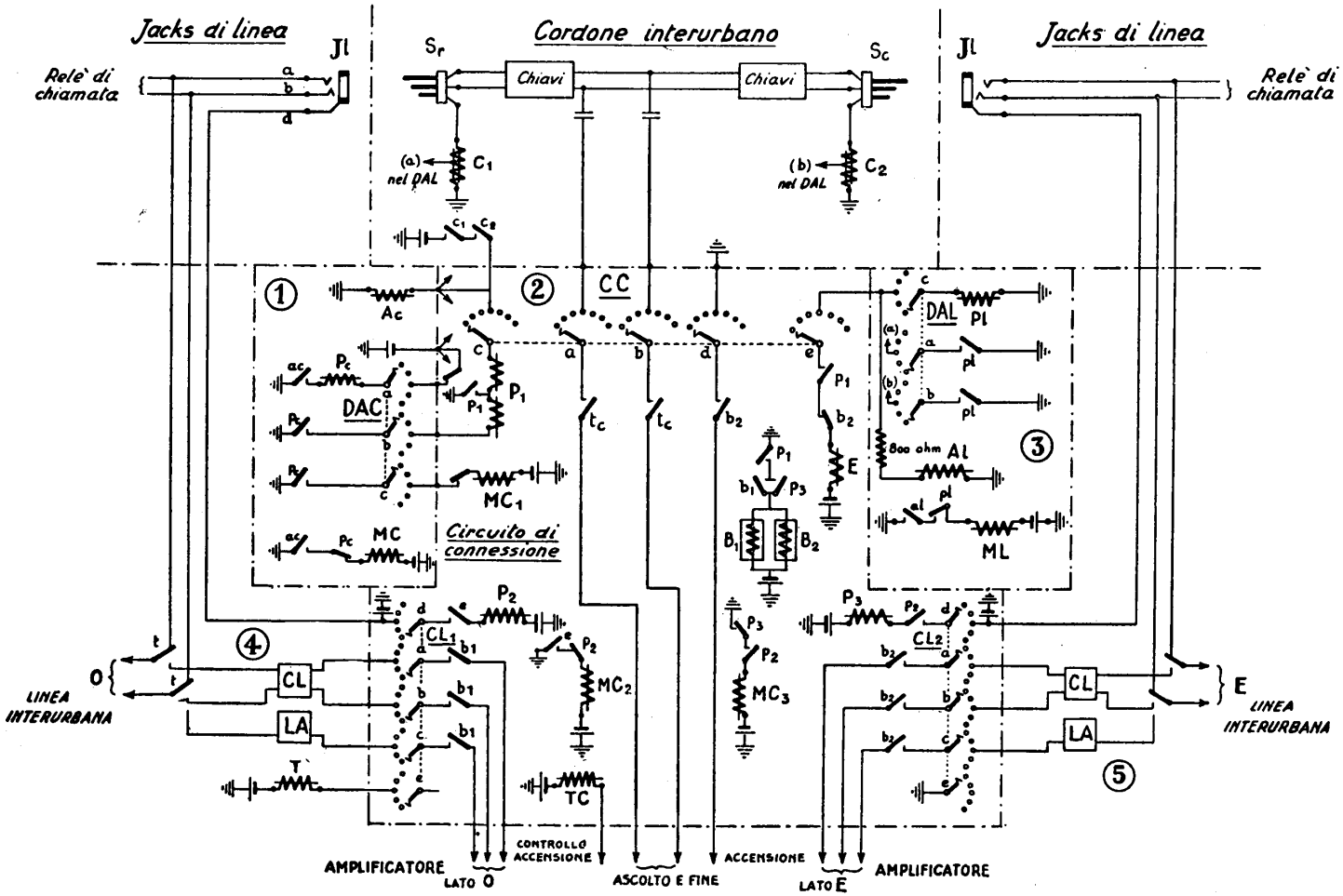


Fig. 664 – Circuito semplificato di apparecchiatura (tipo STIPEL) per la ricerca automatica di cordone amplificato.

il quale ruota alla ricerca della linea ovest. Si arresta quando il braccio *d* ha raggiunto il filo *d* di tale linea, per cui si eccita il relè P_2 che apre il circuito di MC_2.

Coi bracci *a*, *b*, *c*, il CL_1 prolunga la linea ovest, attraverso il complemento di linea *CL* e la linea artificiale *LA*, verso l'entrata del differenziale ovest dell'amplificatore; contemporaneamente, col braccio *e* (collegato alla terra) aziona il relè *T* che scambia i contatti *t*.

L'eccitazione di P_2 provoca l'attrazione di MC_3, ed anche il cercatore della linea est CL_2 ruota, arrestandosi solo quando attraverso il braccio *d* si eccita P_3 e, quindi, si diseccita MC_3. Finalmente, attraverso p_1 e p_3, si eccitano i due relè ausiliari B_1 e B_2, che completano i collegamenti delle linee ovest ed est con l'entrata corrispondente dell'amplificatore, la cui accensione è comandata dal braccio *d* del *CC*.

I bracci *a* e *b* del *CC* servono a derivare verso il cordone un circuito che permette l'ascolto ed il controllo della conversazione senza introdurre sensibile attenuazione.

Tutto il funzionamento è controllato dal relè P_1 attraverso i contatti c_1 e c_2 del cordone interurbano. Quando, con la estrazione delle spine S_r ed S_c si diseccitano i relè C_1 e C_2, P_1 cade ed il circuito di connessione è reso libero. Il *DAC*, invece, si svincola subito dopo aver provveduto all'avviamento del *CC*.

270. Tavolo prova. — Complemento indispensabile di ogni stazione amplificatrice è il *tavolo di prova*, che risulta di un insieme di circuiti e strumenti atti ad eseguire, sugli amplificatori ed i circuiti ad esso associati, prove elettriche di verifica delle condizioni di funzionamento. Il tavolo prova è alquanto diverso a seconda del tipo di fabbricazione della centrale. In generale è possibile collegarlo a tutti gli organi di centrale a mezzo di linee di servizio, multiplate su tutte le intelaiature; inoltre dispone di pannelli telefonici dai quali è possibile effettuare conversazioni e chiamate sulle linee in prova. Le prove più comuni sono le seguenti:

Prove di isolamento. — Si impiega un voltmetro ad elevata resistenza (100.000 ohm; con shunt 1000 ohm) od anche, nelle centrali Siemens, un galvanometro a riflessione (10.000 ohm). La tensione continua di misura può essere di 150 fino a 500 volt. La misura si effettua collegando in serie batteria e voltmetro con la linea, cioè misurando la caduta di tensione data dalla corrente di dispersione. La prova, con la manovra di apposite chiavi, si può eseguire tra due conduttori, o fra ciascun conduttore e la terra. Durante la prova, naturalmente, si deve aprire la linea alla estremità lontana (togliendo i cavallotti delle cassette terminali).

Prove di continuità dei conduttori. — Si eseguono con il voltmetro e la batteria di cui sopra, chiudendo in corto circuito l'estremità lontana.

Misure di resistenza. — Il tavolo prova è equipaggiato con un ponte di Wheatstone, mediante il quale possono essere misurate: la resistenza di un circuito in doppino (cioè mettendo in corto l'estremità lontana e determinando il valore della resistenza complessiva andata-ritorno); la resistenza di un singolo conduttore; gli sbilanci di resistenza (per differenza); la resistenza di isolamento. Possono inoltre essere localizzati dei guasti accidentali sui conduttori (terre o cortocircuiti).

L'esecuzione delle prove di resistenza avviene in genere in corrente continua, bilanciando i quattro lati del ponte secondo il metodo generale ben noto, sul quale non ci dilunghiamo.

La misura della resistenza agli effetti della *localizzazione dei guasti* presenta un particolare interesse. Si esegue secondo due metodi, i quali servono di verifica l'uno all'altro.

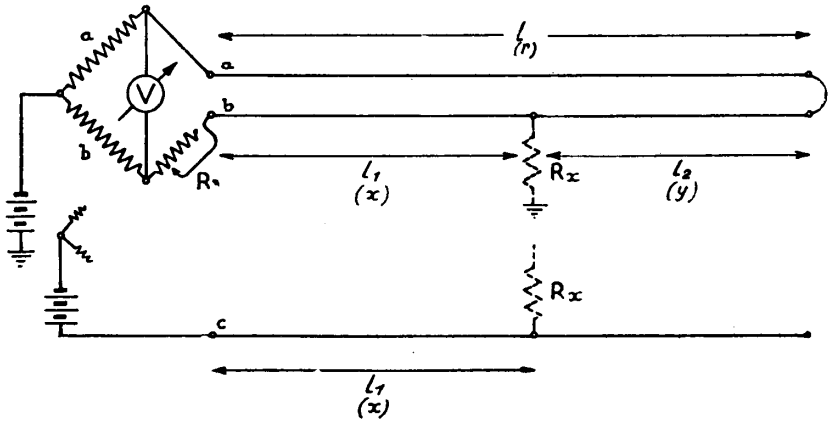


Fig. 665 *a* – Ricerca guasti col metodo di Varley.

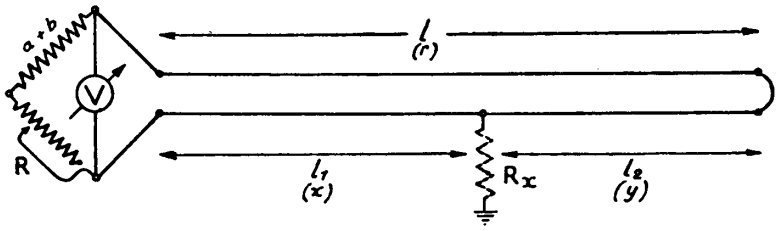


Fig. 665 *b* – Ricerca guasti col metodo di Murray.

Metodo di Varley. — Lo schema di inserzione del ponte di Wheatstone è quello della fig. 665 *a*. La linea in prova è costituita dal filo guasto *b* (il guasto è rappresentato da una resistenza incognita R_x che collega il punto di interruzione o di basso isolamento alla terra) e da un filo buono, collegato ad esso in doppino (corto circuito all'estremità lontana).

Pertanto, per applicare questo metodo di localizzazione occorre che *almeno uno* dei conduttori nella linea o nel cavo possa essere considerato buono. La batteria (100÷150 volt) è collocata sulla diagonale che si chiude attraverso la terra di centrale o, meglio, la guaina del cavo. L'altra diagonale porta lo strumento di misura. La resistenza R_x si somma quindi a quella della batteria e non influenza la misura.

Ottenuto l'equilibrio con la manovra del lato variabile R, si avrà

$$\frac{a}{b} = \frac{r + y}{R + x} \tag{270-1}$$

dove a, b sono i due lati fissi del ponte (il rapporto può essere variato secondo numeri fissi 1, 10, 100, ecc.), r rappresenta la resistenza del filo l buono, y quella del tratto di filo l_2 guasto, x quella del tratto l_1.

Se ρ è la resistenza chilometrica del tipo di conduttori sotto prova, si ha:

$$\frac{a}{b} = \frac{\rho\,(l + l_2)}{R + \rho\, l_1} = \frac{\rho\,(2\,l - l_1)}{R + \rho\, l_1}$$

da cui

$$l_1 = \frac{2\,\rho\, l - \dfrac{a}{b} R}{\left(\dfrac{a}{b} + 1\right)\rho} \tag{270-2}$$

che, nel caso comune, di $a = b$ (ponte con bracci di paragone uguali) diventa:

$$l_1 = \frac{2\,\rho\, l - R}{2\,\rho}\,. \tag{270-3}$$

Il guasto, dunque, dista dall'origine di una distanza data dalla differenza della resistenza del doppino al valore della resistenza R di azzeramento, divisa per la resistenza chilometrica del doppino.

Se il guasto consiste anzichè in una terra (contatto con la guaina), in un contatto fra fili, come filo di terra può essere preso uno di quelli a contatto, secondo quanto è indicato nella stessa fig. 665 *a*. La formula rimane sempre la (270-3).

Quando si misura su coppie pupinizzate, per l'esattezza occorre tener presente che in ρ deve essere inclusa la resistenza delle pupin, per cui, se ρ_p è la resistenza di una bobina, la resistenza chilometrica diviene $\rho' = \rho + \dfrac{\rho_p}{1{,}83}$.

In prima approssimazione, però, si può trascurare ρ_p e prendere $\rho' = \rho$.

Metodo di Murray. — Nei ponti predisposti per la localizzazione dei guasti la semplice manovra di una chiave permette di passare dallo schema di fig. 665 *a* a quello di fig. 665 *b*. Variato il valore di R, e riportato il ponte all'equilibrio, si ha:

$$\frac{a + b}{R} = \frac{r + y}{x} \tag{270-4}$$

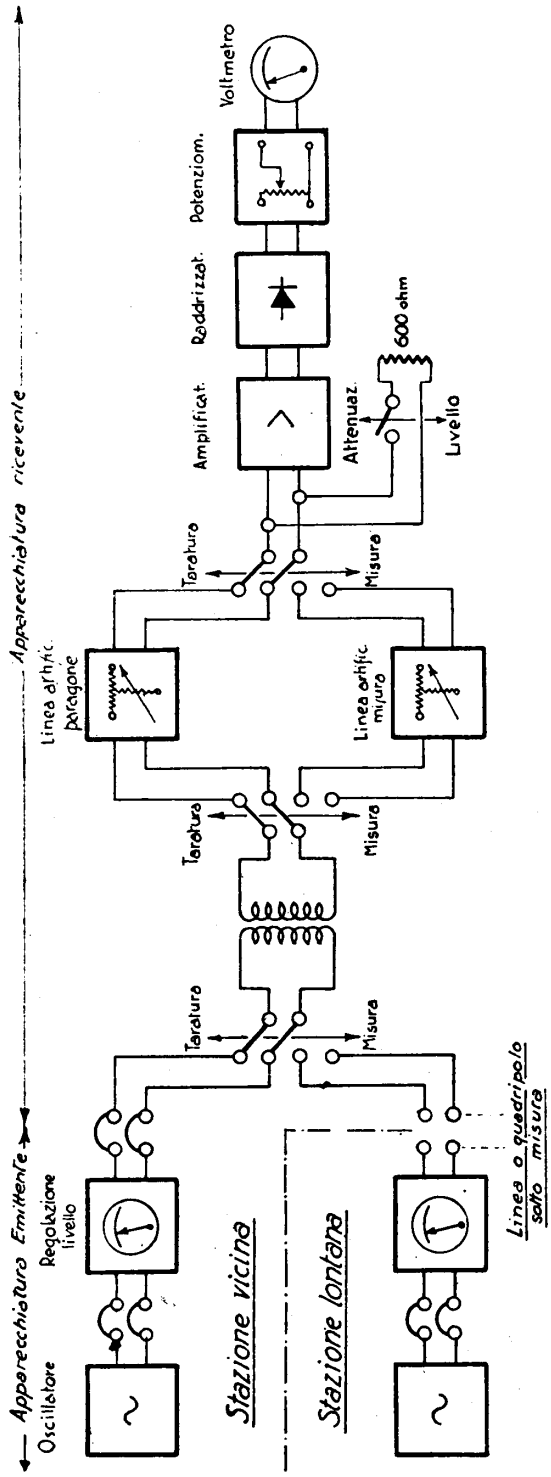


Fig. 666 – Schema di principio dell'apparecchio per le misure di trasmissione.

da cui, con i simboli già indicati

$$\frac{a+b}{R} = \frac{\rho\,(2\,l - l_1)}{\rho\,l_1}$$

cioè:

$$l_1 = \frac{2\,\rho\,l}{\rho\left(\dfrac{a+b}{R} + 1\right)}. \quad (270\text{-}5)$$

Se $(a + b) = 1000$ ohm, come di solito nei ponti di impiego comune, si trova

$$l_1 = \frac{2\,R\,r}{(1000 + R)\,\rho}. \quad (270\text{-}6)$$

Le due misure in Varley ed in Murray dànno generalmente valori leggermente diversi, uno in eccesso, l'altro in difetto. Il guasto si trova facendo la media delle due lunghezze determinate con la (270-3) e la (270-6).

271. Oscillatore ed apparecchio per le misure di trasmissione. — Per le misure in corrente alternata le stazioni amplificatrici dispongono di un complesso (fisso o portatile) costituito da due parti principali: l'oscillatore e l'apparecchio per le misure di trasmissione.

L'*oscillatore* è un generatore a valvole, a reazione od a battimenti (eterodina), capace di erogare fra 35 Hz e 50.000 Hz, con potenza da circa 20 a 60 mW (cioè 10 mA su 600 ohm). La regolazione

della frequenza è di solito ottenuta variando le caratteristiche (induttanze, resistenze e capacità) di un circuito oscillante, in base ad una tabella di calibrazione. Per la emissione si ha la possibilità di regolare la potenza con gradini massimi di 0,1 neper. Una cura particolare è posta nell'eliminazione delle armoniche, che di regola non superano il 3 % della fondamentale (in potenza).

L'apparecchio per le misure di trasmissione o T. M. S. («Transmission Measuring Set») serve per eseguire le misure di livello, di equivalente e di guadagno, in associazione con l'oscillatore, con metodo di paragone.

Il T. M. S. consta (fig. 666) di un circuito di regolazione che permette di ottenere a volontà il livello di uscita normale di 1 mW (corrente di 1,24 mA, tensione di 0,775 volt su di un carico di 600 ohm) od un livello di uscita superiore; di un amplificatore equilibrato per la ricezione, e di un rivelatore a termocoppia con associato un galvanometro oppure un voltmetro a valvole. L'impedenza di entrata del T. M. S. è elevatissima, per cui la misura non disturba il regime del circuito sotto prova, e può essere riportata al valore normale mediante una resistenza di 600 ohm, collegabile in parallelo grazie a un commutatore.

Le *misure di attenuazione* (equivalente) su di una coppia collegata in doppino o su di un altro quadripolo, possono essere fatte da una stazione, adoperando oscillatore e T. M. S. locali (fig. 667 *a*); altrimenti l'oscillatore è collocato ad un estremo, il T. M. S. all'altro estremo del circuito da provare (fig. 667 *b*). La latitudine di misura è all'incirca di 5,5 neper.

Nella fig. 667 *c* è schematizzato l'impiego del T. M. S. per le *misure di livello*; in questo caso l'oscillatore della stazione *A* viene calibrato al livello zero, e le apparecchiature riceventi nelle altre stazioni misurano con elevata impedenza (i 600 ohm vengono esclusi).

Infine in fig. 667 *d* il T. M. S. è impiegato per la *misura del guadagno.*

Le letture, in neper o decibel, vengono fatte sugli indici dell'attenuatore regolabile, nella posizione in cui, commutando l'apparecchiatura dalla posizione di taratura a quella di misura, l'indice del voltmetro rimane fermo.

Per misure rapide di livello ed equivalente esistono apparecchiature portatili, fornite anch'esse di una parte emittente e di una ricevente, ma predisposte solo per un certo numero di frequenze distribuite opportunamente nel campo di quelle normalmente trasmesse. Il C.C.I.F. raccomanda le 6 frequenze seguenti: 300, 500, 800, 1400, 2000, 2400 Hz; un apparecchio Siemens molto diffuso consente di emettere su 12 frequenze diverse, fra cui le 6 di cui sopra. Anche la STIPEL ha in uso un proprio misuratore di livello e di equivalente (nel primo caso ha un'elevata impedenza; nel secondo è riportato, con una resistenza in parallelo, a 600 ohm) contenuto in busta portatile.

Non potendo dilungarci su questo interessante argomento, rimandiamo al *Corso di Telefonia* del Treves (cap. VIII della parte II), che lo tratta esaurientemente.

272. Prescrizioni per gli amplificatori. — Il C.C.I.F. ed i capitolati dell'Amministrazione Italiana fissano anche per le stazioni amplificatrici determinate prescrizioni. Riassumiamo le principali norme per gli amplificatori a 2 fili e a 4 fili.

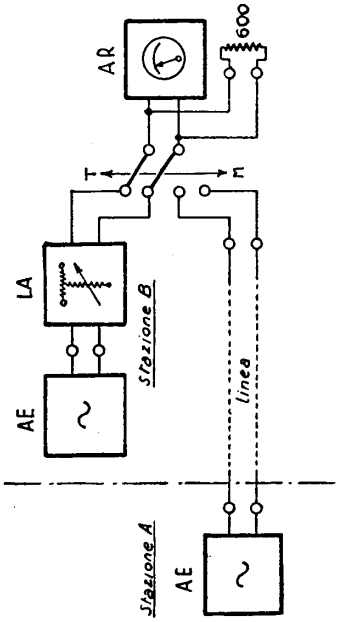


Fig. 667 *b* – Altro sistema di impiego del T. M. S. per misura di attenuazione.

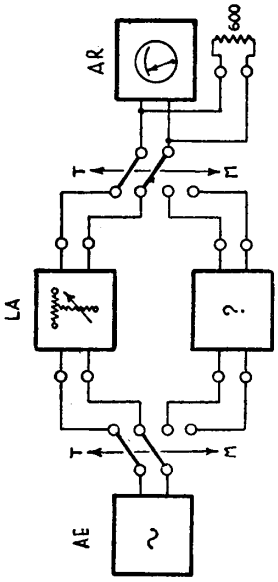


Fig. 667 *a* – Impiego del T. M. S. per misura di attenuazione.

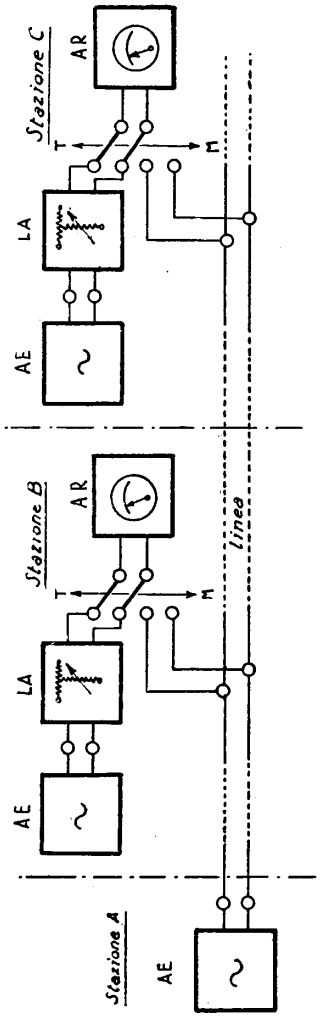


Fig. 667 *c*. Impiego del T. M. S. per misura di livello.

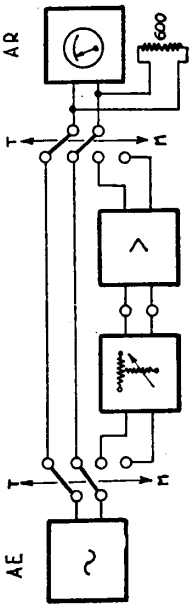


Fig. 667 *d* – Impiego del T. M. S. per misura di guadagno.

Distorsione di ampiezza. — L'amplificatore deve essere atto a compensare la distorsione introdotta dal cavo per tutte le frequenze effettivamente trasmesse (300÷2400 Hz per i circuiti a 2 fili e 300÷2600 Hz per quelli a 4 fili).

Innesco di oscillazioni (per i 2 fili). — Nella posizione di massimo guadagno del potenziometro (per le due direzioni) l'amplificatore non deve generare oscillazioni quando i terminali del circuito e della linea artificiale di uno qualsiasi dei due lati sono chiusi su una resistenza non induttiva uguale all'impedenza d'entrata dell'amplificatore, mentre i terminali del circuito e della linea artificiale dell'altro lato sono rispettivamente aperti e in corto circuito o viceversa.

Curva di guadagno. — Deve riprodurre quella di attenuazione del circuito sul quale l'amplificatore funziona, ed annullarsi in prossimità della frequenza di taglio.

Regolazione del guadagno. — Deve potersi effettuare a passi di almeno 0,1 neper, per gli amplificatori a 2 fili e di 0,05 neper per quelli a 4 fili destinati a circuiti molto lunghi; le curve guadagno-frequenza ricavate nelle diverse posizioni del potenziometro, per entrambe le direzioni, devono risultare tutte parallele fra di loro.

Stabilità. — Le variazioni normali delle tensioni e correnti di alimentazione non devono produrre variazioni del guadagno (rispetto a quello in servizio) maggiori di 0,05 neper. Per i lunghi circuiti a 4 fili tale limite è abbassato 0,03 neper; e a 0,02 se gli amplificatori superano la dozzina.

Adattamento. — L'impedenza dell'amplificatore (compresi i trasformatori di entrata e d'uscita, ma esclusi quelli di linea) deve essere approssimativamente uguale a quella della linea per la quale esso è predisposto; in ogni caso, detta $\mathbf{Z}_1$ l'impedenza del circuito e $\mathbf{Z}_2$ quella dell'amplificatore, il coefficiente di riflessione (formula 257-2) non deve risultare maggiore di 0,2 per tutta la gamma delle frequenze trasmesse nell'amplificatore a 2 fili, di 0,4 per l'entrata dell'amplificatore a 4 fili, e 0,6 per l'uscita dello stesso amplificatore a 4 fili. L'impedenza dell'amplificatore deve essere misurata nelle condizioni di utilizzazione, compresi i traslatori differenziali per il tipo a 2 fili, ma sopprimendo gli effetti di reazione. Per esempio, volendo misurare l'impedenza lato ovest dell'amplificatore a 2 fili, il circuito lato est deve venire sostituito con una linea artificiale; la linea artificiale ovest deve riprodurre la linea ovest la quale viene sostituita con lo strumento di misura; il potenziometro ovest-est resta sulla posizione normale di funzionamento e la trasmissione è soppressa (potenziometro a zero) nel senso est-ovest.

Diafonia. — Nel caso in cui i pannelli degli amplificatori sono collocati su intelaiature comuni, e comune ne è l'alimentazione, l'attenuazione di diafonia fra amplificatori vicini, misurata fra i terminali di uscita, non deve essere minore di 8 neper per il tipo a 2 fili, e 8,5 neper per quello a 4 fili, a condizione che in servizio i livelli all'uscita degli amplificatori stessi siano uguali, e che durante la misura essi siano regolati al guadagno massimo e chiusi sull'impedenza **Z** fissata per i circuiti di utilizzazione. Lo schema suggerito dal C.C.I.F. per questa misura è riportato in fig. 668. L'attenuazione di diafonia è misurata dal valore dell'attenuazione inserita sul lato disturbante quando al ricevitore si ottiene uguaglianza della corrente ricevuta con la manovra del commutatore. Durante la misura deve essere soppresso il guadagno nella direzione opposta a quella di misura.

Distorsione di non linearità. — Il coefficiente di distorsione armonica (cioè il rapporto fra la tensione efficace dell'insieme delle armoniche prodotte dalla non linearità dell'amplificatore e la tensione efficace dell'onda fondamentale) non deve essere superiore al 5 %, per la frequenza di 800 Hz, e per una potenza massima

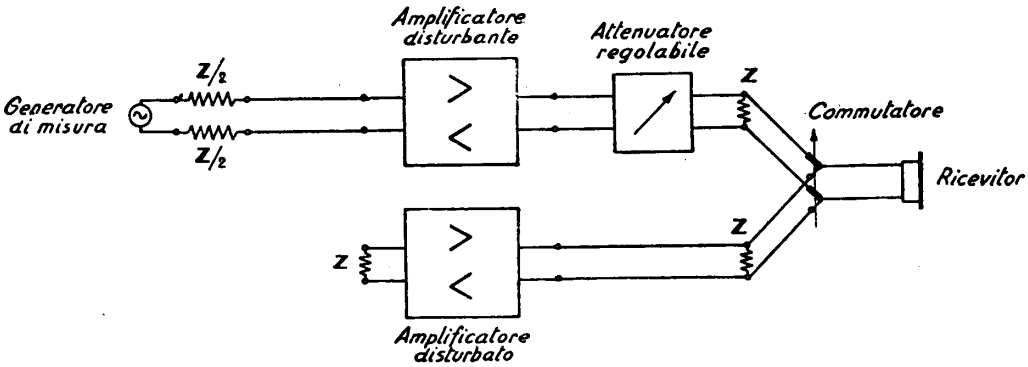


Fig. 668 – Misura della diafonia fra apparecchiature amplificatrici.

di 20 mW, per l'amplificatore a 2 fili, e di 50 mW per quello a 4 fili. Durante la misura devono essere esclusi i trasformatori di linea, e l'amplificatore deve essere terminato su 600 ohm. Le alimentazioni di filamento, placca e griglia devono essere quelle normali di esercizio.

RIFERIMENTI

Per le valvole termoioniche e gli amplificatori in B. F. in genere:

G. DILDA, *Radiotecnica*, (vol. I: capi II - IV e vol. II: cap. III B); Levrotto e Bella, Torino 1944-45.

V. CROVA ANTINORI, *Collaudo dei triodi impiegati negli amplificatori telefonici*. Rassegna P. T. T., n.ri 11 e 12, 1941.

Per le prescrizioni relative alle stazioni amplificatrici:

C. C. I. F., *Libro bianco*, Köbenhavn 1936, Tomo I bis, pagg. 215-228 e 282-288.

Per la descrizione e le norme relative all'esercizio e manutenzione delle stazioni amplificatrici Siemens e Standard:

S. I. R. T. I.: *Pubblicazioni in uso presso le centrali*.

Per le misure relative alla trasmissione:

S. TREVES, *Terminologia e metodi di misura nella trasmissione telefonica*. Rendiconti A. E. I. 1935.

CAPITOLO XV

ALTE FREQUENZE

I. Elementi costitutivi dei sistemi telefonici in alta frequenza. Filtri elettrici.

273. Generalità sui sistemi in alta frequenza. — I sistemi telefonici che ci accingiamo adesso a trattare (restando nei limiti essenzialmente pratici finora osservati), rappresentano l'ultimo passo compiuto dalla tecnica sulla strada del perfezionamento delle trasmissioni interurbane. Queste strada, come abbiamo osservato nelle premesse alle varie parti precedenti, è multipla: si mira a raggiungere le maggiori distanze, migliorando, assieme, la qualità delle comunicazioni e, contemporaneamente, ad ottenere dagli impianti il massimo rendimento commerciale. Circuiti virtuali, pupinizzazione, amplificazione a due fili, amplificazione a quattro fili sono altrettante tappe di questo cammino, che la telefonia ha percorso con velocità mirabile, fino a pervenire, servendosi degli sviluppi contemporanei della radiotecnica, ai sistemi multipli di telefonia in alta frequenza, che uniscono alla grande capacità di sfruttamento delle linee la possibilità di dare comunicazioni della migliore qualità.

Il concetto sul quale si fondano questi sistemi è oggi a tutti noto ed è stato già richiamato (n^i 173 e 239): sulla medesima linea metallica (aerea od in cavo) adoperata per la trasmissione della banda delle frequenze vocali (la quale copre circa 3 kHz) si inviano uno o più altri *canali*, ciascuno dei quali costituisce una nuova comunicazione indipendente dalle altre. Per ottenere questo obbiettivo il metodo è il seguente: ogni comunicazione a frequenza vocale viene spostata nel campo delle frequenze con un'operazione elettrica detta *modulazione*, in modo che a ciascuna frequenza compresa fra 0 e 3 kHz se ne sostituisce un'altra compresa in una fascia (larga anch'essa 3 kHz), posta al disopra di quella vocale, per es. fra 4 e 7 kHz.

In modo analogo si procede per una seconda comunicazione, la quale mediante modulazione può venire portata fra 8 ed 11 kHz; e così via.

L'insieme delle frequenze della banda vocale, e di quelle in alta frequenza, si propaga sulla linea, la quale pertanto deve avere caratteristiche adatte (rispetto

all'attenuazione, diafonia, distorsioni delle varie specie) perchè all'estremità lontana possa correttamente procedersi alla operazione inversa di quella effettuata all'origine (circa la costruzione di queste linee richiamiamo quanto è stato esposto ai già citati n[i] 173, 239 e seguenti).

Tale operazione inversa è detta *demodulazione* e consiste nell'operare uno spostamento esattamente contrario alla modulazione, cioè nel riportare le singole frequenze di ogni canale alle corrispondenti frequenze della banda vocale. Prima però di eseguire la demodulazione, i vari canali devono venire elettricamente separati l'uno dall'altro e dalla banda vocale, e ciò è ottenuto mediante quadripoli di costituzione opportuna chiamati *filtri* che presentano una altissima attenuazione per tutte le frequenze tranne che per quelle della banda che si desidera filtrare.

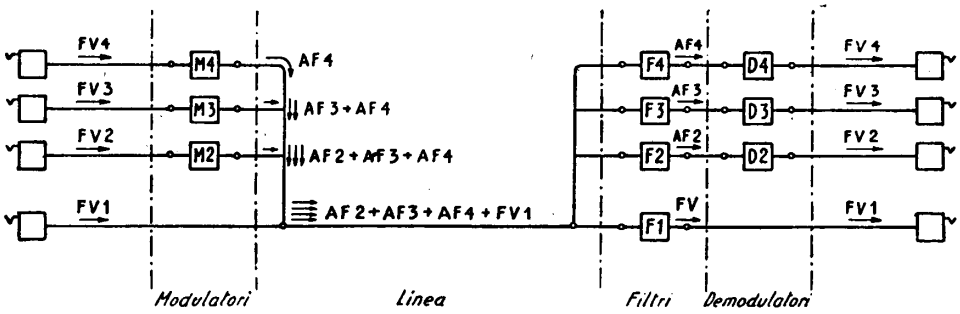


Fig. 669 – Schema di collegamenti telefonici unidirezionali in a. f.

Un sistema multiplo per la trasmissione, per es. di uno + tre canali nella direzione ovest-est, prende perciò la configurazione schematizzata in fig. 669. Evidentemente un tale sistema andrà completato da un altro consimile, ma atto ad effettuare la trasmissione in senso opposto. La cosa può essere realizzata in due diversi modi: sia utilizzando per la direzione est-ovest, per ciascun canale, la *medesima* fascia di frequenze impiegata per la direzione ovest-est (con un procedimento del tutto simile alla trasmissione col sistema a 2 fili); sia utilizzando fascie o bande di frequenze *differenti* per le due direzioni di trasmissione (sistema, questo, corrispondente a quello a 4 fili).

In conclusione, il funzionamento dei sistemi multipli è fondato sull'impiego dei *filtri* e sulle operazioni di *modulazione* e *demodulazione*. Nei numeri seguenti esamineremo perciò questi due importantissimi argomenti con i dettagli che l'indole della trattazione ci consente, mentre successivamente passeremo in esame i principali schemi adottati in pratica e daremo qualche ragguaglio sui sistemi più usati nei nostri impianti.

274. Generalità sui filtri elettrici. — Il problema generale che i filtri elettrici si propongono di risolvere è il seguente: dato un sistema trasmittente, costituito, come sappiamo, da una catena di quadripoli, si deve determinare uno speciale

quadripolo filtrante, dotato di proprietà tali che, intercalato nel sistema dato, impedisca il passaggio di determinate frequenze o bande di frequenze, e permetta invece liberamente il passaggio di tutte le altre. Ciò equivale a dire che il quadripolo stesso deve presentare una *caratteristica attenuazione-frequenza* composta di *zone opache* (Z. O.), nelle quali l'attenuazione è grandissima (teoricamente infinita) e di *zone trasparenti* (Z. T.), nelle quali tale attenuazione è minima (teoricamente nulla).

Un filtro è detto *passa-basso* (P. B.) (fig. 670), quando presenta un'attenuazione trascurabile dalla frequenza $f_0' = 0$ ad una frequenza f_0'' detta *frontiera*, al di là della quale l'attenuazione sale rapidamente (in teoria la curva dovrebbe

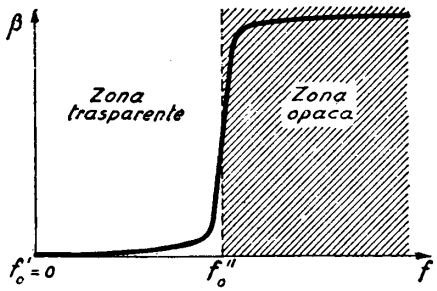


Fig. 670 – Curva di attenuazione di un filtro passa-basso.

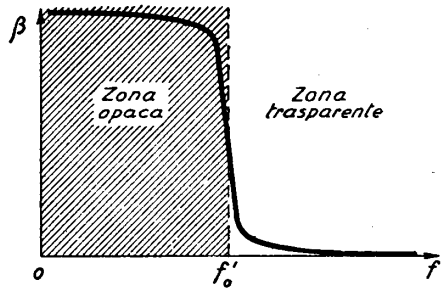


Fig. 671 – Curva di attenuazione di un filtro passa-alto.

diventare verticale) conservando valori elevatissimi (teoricamente infiniti) fino alle frequenze più elevate. Questo filtro presenta quindi una Z. T. ed una Z. O., divise da una linea verticale corrispondente alla frequenza frontiera f_0''.

Analogamente un filtro è detto *passa-alto* (P. A.) (fig. 671), quando la sua curva attenuazione-frequenza si mantiene molto alta fino ad una frontiera f_0', in corrispondenza della quale scende rapidissimamente a valori praticamente nulli, conservandosi nulla fino alle frequenze più elevate. Anch'esso presenta una Z. O. ed una Z. T. separate da f_0'.

Un filtro *passa-banda* (P. BD.) (fig. 672), presenta invece, procedendo nel senso delle frequenze crescenti, una Z. O. fino alla prima frontiera f_0', seguita da una Z. T. fra f_0' ed una frequenza f_0'', ed ancora da una nuova Z. O. fra f_0'' e le frequenze più elevate.

Infine, il filtro *eliminatore di banda* (E. BD.) (fig. 673), presenta successivamente una Z. T., una Z. O., una Z. T., separate l'una dall'altra in corrispondenza delle frequenze frontiera f_0' ed f_0''.

I quattro tipi fondamentali di filtri così definiti, sono quelli che trovano comunemente impiego in telefonia. Possono, naturalmente, idearsi dei filtri con un numero maggiore di zone opache alternate a zone trasparenti, ma non sono d'uso comune; la realizzazione pratica, comunque, già difficile per i quattro tipi fondamentali, lo diviene sempre più per i tipi superiori.

Rimanendo ai quattro tipi sopra menzionati, come vedremo, la loro complessità costruttiva è tanto più grande quanto più si esige il distacco netto fra zone opache e zone trasparenti, cioè quanto più si impone che la curva attenuazione-frequenza sia ripida in corrispondenza delle frontiere, e quanto più si richiede debba essere elevata l'attenuazione nelle zone opache; in altri termini, e com'è naturale, il filtro sarà tanto più complicato, quanto più si vorrà effettuare esatta e sicura la separazione fra bande di frequenza passanti e bande di frequenza soppresse.

Lo studio teorico dei filtri elettrici, se affrontato da un punto di vista generale, è dei più ardui ed implica cognizioni matematiche superiori. D'altra parte non ci proponiamo qui di dare più che una conoscenza formale di queste strutture, in

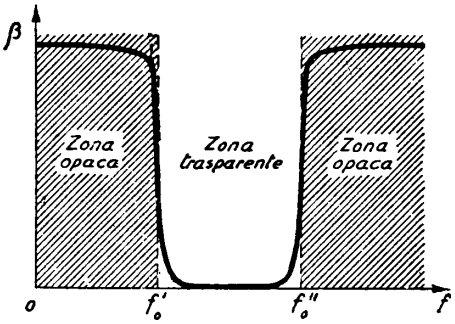


Fig. 672 – Curva di attenuazione di un filtro passa-banda.

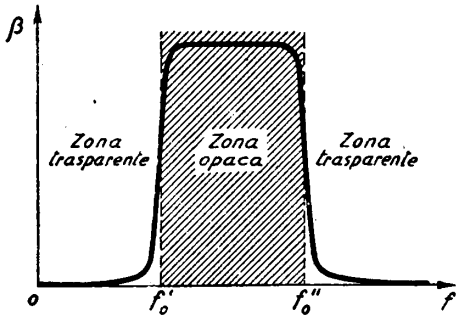


Fig. 673 – Curva di attenuazione di un filtro eliminatore di banda.

relazione al loro impiego. Ci limiteremo pertanto a tratteggiarne la teoria, per quel tanto che può essere inteso senza far ricorso a concetti trascendenti le cognizioni comuni, ed a trattare con qualche dettaglio il calcolo dei tipi più semplici e d'uso corrente.

275. Teoria dei filtri elettrici. — Dal 1925 al 1932 circa, i filtri elettrici vennero attuati secondo le teorie elaborate dai primi ideatori americani, principalmente Campbell, Carson e Zobel; in seguito ai fondamentali lavori del Cauer e di altri, la teoria venne ampliata e generalizzata, per cui i filtri che potremmo chiamare classici, costituiti da catene di quadripoli o cellule (catene iterative) possono essere considerati un caso particolare dei filtri determinati secondo i concetti di Cauer. Cercheremo, per amore di generalità, di prendere le mosse dal punto di vista di quest'ultimo.

Un filtro non è che un quadripolo passivo, dotato di tutte le proprietà generali che abbiamo studiato a suo tempo (n° 210 e seguenti). In particolare ricordiamo che qualunque quadripolo è rappresentato a tutti gli effetti elettrici esterni da quattro parametri (di cui tre indipendenti), i quali si riducono a tre (di cui due indipendenti) nel caso del quadripolo simmetrico. Lo studio dei filtri si limita a quest'ultima categoria.

Allora il problema è il seguente: si vuol realizzare un filtro di tipo dato, per esempio un passa-basso, con frontiera f_0'', alla quale corrisponde la pulsazione $\omega_0'' = 2\pi f_0''$.

Si vuole, ancora, che l'impedenza caratteristica del filtro stesso (per non dar luogo a riflessioni con l'inserzione nel sistema trasmittente) sia uguale a **Z** per la parte di frequenze della Z. T. Infine, l'attenuazione nella Z. O. non deve essere inferiore ad un determinato valore. Con questi dati occorre determinare i parametri del quadripolo simmetrico capace di realizzare il filtro; noti questi, si determina lo schema del filtro ed il valore delle impedenze nei vari rami; infine gli elementi costituenti ciascuna di queste impedenze.

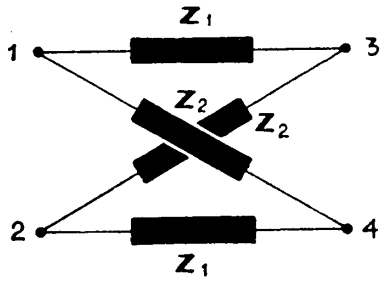


Fig. 674 – Schema della cellula di forma canonica od « a traliccio ».

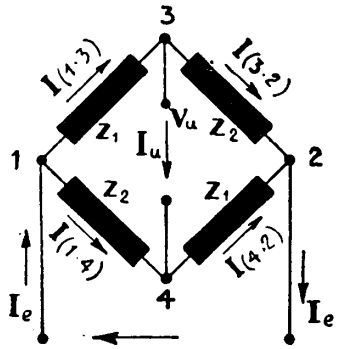


Fig. 675 – Schema della cellula « a traliccio » nella disposizione a ponte.

Ora sappiamo (n° 212) che un quadripolo di forma qualsiasi può essere utilmente sostituito da un altro ad esso equivalente, avente la forma semplice di T o di π. Cauer ha trovato che una terza forma, o *forma canonica*, si presta vantaggiosamente per lo studio dei filtri, ed è quella cosiddetta *a ponte* o *traliccio* o *ad X*, indicata in fig. 674, ed in fig. 675 (si noti che i due schemi sono esattamente uguali). Il calcolo delle costanti **A**, **B**, **C** di questo tipo di quadripolo può essere (come facemmo al n° 211 per il T) facilmente eseguito mediante l'applicazione dei principi di Kirchhoff alla fig. 675. Si trova con facili passaggi, uguali a quelli svolti al sopracitato numero:

$$\left\{\begin{aligned} \mathbf{V}_e &= \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2}\,\mathbf{V}_u + \frac{2\,\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2}\,\mathbf{I}_u \\ \mathbf{I}_e &= \frac{2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2}\,\mathbf{V}_u + \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2}\,\mathbf{I}_u \end{aligned}\right. \qquad (275\text{-}1)$$

la quale dà i valori delle tre costanti **A** = **D**, **B**, **C**. Uguagliando le costanti date dalla (275-1) con le (212-2) si ricavano le formule di passaggio con cui, dato un T si può costruire l'X corrispondente, e viceversa. Si trovano i valori indicati nella

fig. 684. In modo analogo si procede per il π (fig. 685). Per un quadripolo simmetrico la (213-6) ci dice che l'impedenza caratteristica è data da

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}}$$

che, sostituendo i valori di **B** e **C** trovati per l'X (275-1) diviene:

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}\,. \tag{275-2}$$

Formula che prova come l'*impendenza caratteristica del traliccio* si trovi semplicemente come media geometrica dei due valori dell'impedenza dei bracci.

Ancora per il quadripolo simmetrico la (213-15) dice che l'esponente di trasduzione è dato da

$$\Theta = \log_e (\mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{A}^2 - 1})$$

che, sostituendo il valore di **A** trovato per l'X (275-1) diviene:

$$\Theta = \log_e \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + 2\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}}{\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2} = \log_e \frac{\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}} + 1}{\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}} - 1}\,. \tag{275-3}$$

Il valore di Θ, *esponente di trasduzione del traliccio*, dipende pertanto, dalla funzione $\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}}$ Entrambe la (275-2) e la (275-3) caratterizzano il comportamento del filtro, ed hanno la proprietà (donde l'interesse di riferirsi come forma canonica del filtro al tipo X) di dare facilmente i valori $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ dei bracci del filtro, una volta che si conosca il valore di **Z** e Θ. Infatti, dalle (275-2) e (275-3), dati **Z** e Θ, possono ricavarsi $\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}$ e $\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}}$, e da questi, per prodotto e quoziente, $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$.

Poichè la **Z** può essere uguale all'impedenza R (generalmente reale) sulla quale viene chiuso il filtro, al più ad una sola frequenza, l'applicazione delle formule (213-6) e (213-15) che qui sopra abbiamo fatto non potrebbe essere valida che a tale unica frequenza. Per ovviare a questo inconveniente si introducono le cosiddette *impedenze ridotte*, definite da

$$\mathbf{z}_1 = \frac{\mathbf{Z}_1}{R} \qquad \text{e} \qquad \mathbf{z}_2 = \frac{\mathbf{Z}_2}{R}\,. \tag{275-4}$$

Facendo uso delle impedenze ridotte si possono definire due grandezze corrispondenti a $\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}$ e $\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}}$, cioè:

— *la funzione di impedenza iterativa* (*F. I.*):

$$(\text{F. I.}) = \sqrt{z_1 z_2} = \frac{1}{R}\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2} \tag{275-5}$$

— *la funzione attenuazione* (*F. A.*):

$$(\text{F. A.}) = \sqrt{\frac{z_1}{z_2}} = \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}} \tag{275-6}$$

le quali, per la loro importanza, prendono il nome di *funzioni caratteristiche* del filtro di forma canonica.

Qualora siano note, per il filtro che si vuol calcolare, queste due funzioni caratteristiche, è facile trovare, per prodotto e quoziente, le impedenze ridotte, giacchè:

$$(\text{F. I.}) \times (\text{F. A.}) = z_1 \qquad \frac{(\text{F. I.})}{(\text{F. A.})} = z_2 \tag{275-7}$$

e da queste, con le (275-4) e nota R, passare a $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$.

In conclusione, quando si riescano a determinare le (F. I.) ed (F. A.) di un filtro di tipo dato, si ricavano, nota R, i valori delle impedenze dei due bracci $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ del filtro di forma canonica, e da questo si può passare ad una qualunque altra forma equivalente, per es., al T, al π od alle altre più convenienti indicate in seguito.

Il problema della costruzione dei filtri dopo quanto si è detto, risulta scisso nei due seguenti:

A) Determinare per i quattro tipi fondamentali (P. B. - P. A. - P. BD. - E. BD.) le funzioni caratteristiche (F. I.) ed (F. A.) del filtro di forma canonica, quando siano date le frequenze frontiera.

B) Determinare gli elementi effettivi (capacità ed induttanze) da collegare insieme per realizzare ognuna delle impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ (o le loro corrispondenti quando alla forma canonica si preferisca, per economia di montaggio, sostituirne una equivalente di altra forma).

A) – Sulla risoluzione della prima parte del problema è giocoforza limitarci ai più sommari accenni. Intanto vediamo come sono legate le (F. A.) ed (F. I.) alle proprietà filtranti del quadripolo. Nella zona trasparente Z. T. la parte reale β dell'esponente di trasduzione deve evidentemente essere la più piccola possibile, teoricamente zero. Ciò corrisponde ad avere, nella (275-3), $\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}} = 0$, od anche (facendo uso della 275-6):

$$(\text{F. A.}) = \sqrt{\frac{z_1}{z_2}} = 0. \tag{275-8}$$

Inoltre nella stessa Z. T. la impedenza caratteristica (275-2) $\mathbf{Z} = \sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}$ deve essere la più vicina possibile all'impedenza esterna R, per evitare le riflessioni. Cioè si deve avere $\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2} = R$, da cui

$$\frac{\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2}}{R} = 1 \quad , \qquad \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{R} \frac{\mathbf{Z}_2}{R}} = 1$$

e (per le 275-4 e 275-5):

$$(\text{F. I.}) = \sqrt{\mathbf{z}_1 \mathbf{z}_2} = 1. \tag{275-9}$$

Per la zona opaca Z. O., analogamente, l'attenuazione deve essere la più elevata possibile; dalla (275-3) si rileva che ciò avviene quando $\sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}}$ tende ad 1, perchè in tal caso il denominatore di Θ tende a zero.

Perciò dovrà essere (sempre facendo uso delle impedenze ridotte):

$$(\text{F. A.}) = \sqrt{\frac{\mathbf{z}_1}{\mathbf{z}_2}} = 1 \ . \tag{275-10}$$

Infine, se una determinata frequenza non attraversa il filtro, ciò significa che l'onda ad essa relativa viene totalmente riflessa; il che equivale a dire che l'attenuazione di riflessione (data dalla 214-9) diviene infinita:

$$\Theta_r = \log_e \frac{\mathbf{Z} + R}{2\sqrt{\mathbf{Z} R}} \to \infty \ .$$

Ma perchè questo si avveri, il denominatore deve tendere a zero, deve essere cioè

$$\mathbf{Z} R = \sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2} \cdot R = 0$$

e poichè non può essere $R = 0$, sarà

$$\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2} = 0 \, .$$

Facendo ancora uso delle impedenze ridotte:

$$(\text{F. I.}) = \sqrt{\mathbf{z}_1 \mathbf{z}_2} = 0 \, . \tag{275-11}$$

Abbiamo così trovato le condizioni alle quali devono sottostare le funzioni caratteristiche di un filtro qualunque, nelle zone trasparente ed opaca. Esse si riassumono così:

$$\text{Z. T.} \begin{cases} (\text{F. I.}) = \sqrt{\mathbf{z}_1 \mathbf{z}_2} = 1 \\ (\text{F. A.}) = \sqrt{\dfrac{\mathbf{z}_1}{\mathbf{z}_2}} = 0 \end{cases}$$

$$\text{Z. O.} \begin{cases} (\text{F. I.}) = \sqrt{\mathbf{z}_1 \mathbf{z}_2} = 0 \\ (\text{F. A.}) = \sqrt{\dfrac{\mathbf{z}_1}{\mathbf{z}_2}} = 1. \end{cases} \qquad (275\text{-}12)$$

Si vede che la condizione cui deve sottostare (F. I.) nella zona trasparente è uguale a quella cui deve sottostare (F. A.) nella zona opaca; e viceversa, la condizione per (F. A.) nella Z. T. è uguale a quella per (F. I.) nella Z. O.

Perciò *basta sostituire a* $\mathbf{z}_2$ *la sua inversa* $\dfrac{1}{\mathbf{z}_2}$ *per passare dalle condizioni per la Z. T. a quelle per la. Z. O*

In altre parole, un filtro P. B., per es., con frontiera f_0 risulta simile ad un P. A. con la medesima frontiera f_0, purchè si sostituisca ad una delle impedenze ridotte $\mathbf{z}$ la sua inversa. E così dicasi per la corrispondenza fra un filtro P. BD. ed uno E. BD.

Questa corrispondenza permette di ridurre a metà il lavoro di ricerca delle (F. I.) ed (F. A.) per i quattro tipi fondamentali di filtri: determinate, infatti, le funzioni per un P. B., si trovano le corrispondenti funzioni di un P. A. sostituendo semplicemente una delle impedenze ridotte con la sua inversa.

Analogamente si procede per passare dalle funzioni di un P. BD. a quelle di un E. BD.

Non possiamo seguire più oltre la teoria generale, perchè dovremmo adesso affrontare la costruzione delle funzioni caratteristiche, cioè la parte nella quale intervengono le più gravi difficoltà analitiche. Rimanendo però nell'ambito delle considerazioni concettuali, possiamo osservare che tanto $\mathbf{z}_1$ quanto $\mathbf{z}_2$ devono essere delle pure reattanze se, nella Z. T., deve essere valida la prima delle condizioni (275-12). Vale a dire che, simbolicamente, devono essere della forma

$$j\,\omega\,L \qquad \text{oppure} \qquad \frac{1}{j\,\omega\,C}$$

con L = induttanza e C = capacità, o combinazioni lineari di queste due forme. Infatti solo così il loro prodotto può risultare uguale all'unità. In altri termini, *i filtri devono, teoricamente, essere composti di sole induttanze pure* (prive di resistenza o di resistenza trascurabile) *e di capacità pure* (prive di perdite o con perdite trascurabili).

Altra considerazione è che le due condizioni (275-12) per la Z. T. (e, corrispondentemente, le due (275-12) per la Z. O.) non sono simultaneamente valide che

approssimativamente. La validità contemporanea di esse, al limite, porta ad un assurdo: dalla prima, per es., si ricava $\sqrt{z_1} = \frac{1}{\sqrt{z_2}}$; e questa è incompatibile con la seconda, $\sqrt{\frac{z_1}{z_2}} = 0$.

L'incompatibilità sparisce se si accetta che sia $\sqrt{\frac{z_1}{z_2}} \neq 0$, ma piccolo a volontà, cioè prossimo a zero quanto si voglia; perchè allora è come dire che z_1 ed $\frac{1}{z_2}$ devono essere due quantità tali che il loro prodotto sia il più piccolo possibile, ma sempre a condizione che il prodotto $\sqrt{z_1} \cdot \sqrt{z_2}$ si mantenga uguale ad 1.

Pertanto il problema di costruire le (F. I.) e le (F. A.) per i vari tipi di filtri, è un *problema di approssimazione*, che può porsi nei seguenti termini (per es., per il P. B.): stabilita la frequenza frontiera f_0 e, quindi, la pulsazione ω_0 e due numeri ε e χ piccoli a piacere, trovare una (F. A.) tale che si abbia, nella Z. T.:

$$\sqrt{\frac{z_1}{z_2}} < \varepsilon \text{ per tutte le } \omega < \omega_0 - \chi$$

ed un (F. I.) tale, che si abbia, nella Z. O.:

$$\sqrt{z_1 z_2} < \varepsilon \text{ per tutte le } \omega > \omega_0 + \chi \qquad (275\text{-}13)$$

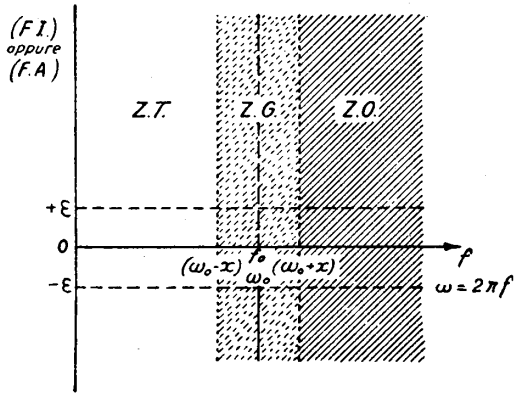


Fig. 676 – Limiti di approssimazione nel calcolo dei filtri.

In altre parole, fra Z. T. e Z. O. si stabilisce una fascia (fig. 676) che potremo chiamare *grigia* (Z. G.), da $(\omega_0 - \chi)$ ad $(\omega_0 + \chi)$, dalla cui larghezza dipenderà il grado di approssimazione assegnato al filtro. E così si stabilisce una fascia da $+\varepsilon$ a $-\varepsilon$ entro la quale devono giacere interamente, la (F. A.) fra $\omega = 0$ ed $\omega = \omega_0 - \chi$ e la (F. I.) fra $\omega = \omega_0 + \chi$ ed $\omega = \infty$.

(Analoghe condizioni si possono tracciare per gli altri tre tipi fondamentali).

Secondo la classificazione di Cauer, un filtro appartiene ad una *classe* tanto più elevata quanto più piccoli sono i limiti di approssimazione ε e χ assegnati ad esso. Con il numero della classe cresce la complessità delle funzioni

(F. I.) ed (F. A,) e quindi il numero degli elementi (induttanze e capacità) necessari per realizzare le $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ del filtro canonico.

Naturalmente le nozioni fin qui esposte non sono sufficienti a calcolare un filtro del tipo generale secondo il metodo di Cauer, ma servono a dare all'argomento un inquadramento razionale che riteniamo utile anche per chi non deve eseguire direttamente tali calcoli.

B) – Supponendo di essere pervenuti, dopo aver determinato le funzioni caratteristiche di un certo tipo di filtro, alle $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$, cioè alle due reattanze che, riunite in uno schema a traliccio, devono realizzare il filtro stesso, rimane da risolvere la seconda parte del problema, cioè la traduzione di $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ in elementi di induttanza e capacità note.

Ciò è stato fatto dal Foster, il quale ha dimostrato che una impedenza o una ammettenza puramente reattive sono rappresentabili mediante una funzione razionale fratta della variabile $\lambda = j\,\omega$, della forma:

$$W(\lambda) = H\,\frac{(\lambda^2 + \omega_1^2)\,(\lambda^2 + \omega_3^2)\,(\lambda^2 + \omega_5^2)\ldots}{\lambda\,(\lambda^2 + \omega_2^2)\,(\lambda^2 + \omega_4^2)\ldots} \qquad (275\text{-}14)$$

I termini al numeratore devono essere in numero uguale ai termini del denominatore se si tratta di reattanza, oppure uno di meno se $W(\lambda)$ è una suscettanza; in modo che il grado della frazione rispetto a λ sia sempre $+1$ oppure -1; H è un coefficiente reale e positivo; ω_1, ω_2, ω_3, ecc. sono valori determinati della pulsazione ω, il cui significato vedremo più avanti.

L'analisi insegna a scomporre un'espressione come la (275-14) in due modi.

1) Secondo il primo metodo di scomposizione l'impedenza $W(\lambda)$ risulta uguale ad una somma di termini frazionari:

$$W(\lambda) = A_\infty\,\lambda + \frac{A_0}{\lambda} + \frac{A_2\,\lambda}{\lambda^2 + \omega_2^2} + \frac{A_4\,\lambda}{\lambda^2 + \omega_4^2} + \ldots \qquad (275\text{-}15)$$

il cui significato fisico è evidente: si tratta di una catena di reattanze in serie, di cui la prima è una induttanza A_∞ (reattanza $j\,\omega\,A_\infty$) e la seconda una capacità $\frac{1}{A_0}\left(\text{reattanza } \frac{A_0}{j\,\omega}\right)$. Il terzo termine si interpreta come segue; si ha:

$$\frac{A_2\,\lambda}{\lambda^2 + \omega_2^2} = \frac{1}{\dfrac{\lambda^2 + \omega_2^2}{A_2\,\lambda}} = \frac{1}{\dfrac{\lambda}{A_2} + \dfrac{1}{\dfrac{A_2\,\lambda}{\omega_2^2}}}$$

che esprime la reattanza di un circuito antirisonante, formato da una induttanza

$\frac{1}{A_2}$ e da una capacità $\frac{A_2}{\omega_2^2}$ in parallelo, dove ω_2 è la pulsazione di risonanza del circuito. In modo analogo si interpretano i termini successivi.

Perciò la $W(\lambda)$ si può rappresentare secondo lo schema di fig. 677.

Quando $W(\lambda)$ è un'ammettenza, la scomposizione in termini dà luogo a una serie di suscettanze, il cui raggruppamento perciò deve essere eseguito come in fig. 678. I termini dal 3° in poi sono circuiti risonanti disposti in parallelo.

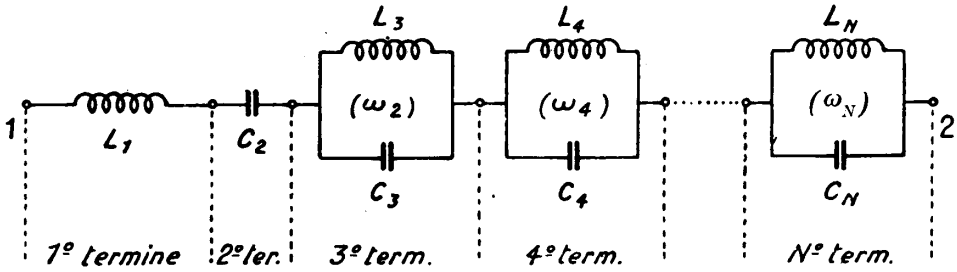


Fig. 677 – Scomposizione di un'impedenza in una somma di reattanze.

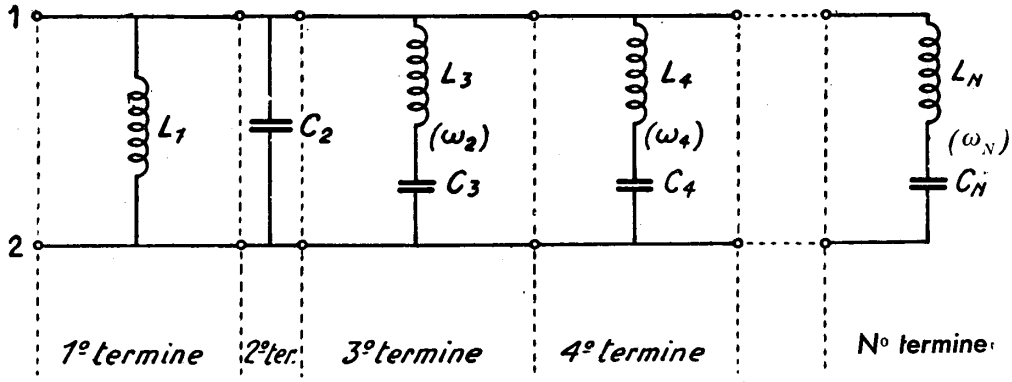


Fig. 678 – Scomposizione di un'ammettenza in una somma di suscettanze.

2) Applicando il secondo metodo di scomposizione, l'espressione (275-14) di $W(\lambda)$ può scomporsi in una frazione continua, del tipo:

$$W(\lambda) = \cfrac{1}{\cfrac{\lambda}{H_0} + \cfrac{1}{H_1\lambda + \cfrac{1}{\cfrac{\lambda}{H_2} + \cfrac{1}{H_3\lambda + \cfrac{1}{\cdots}}}}} \qquad (275\text{-}16)$$

la quale, nel caso in cui $W(\lambda)$ sia una impedenza, risulta da un raggruppamento come indicato in fig. 679 (tenendo presente che H_0, H_2, ecc. devono essere delle capacità ed H_1, H_3, ecc. delle induttanze); mentre nel caso in cui $W(\lambda)$ sia una ammettenza, si ottiene una scomposizione del tipo di fig. 680.

Disponiamo dunque di quattro differenti maniere per realizzare una impedenza reattiva; di queste verrà in pratica attuata quella che risulterà meno co-

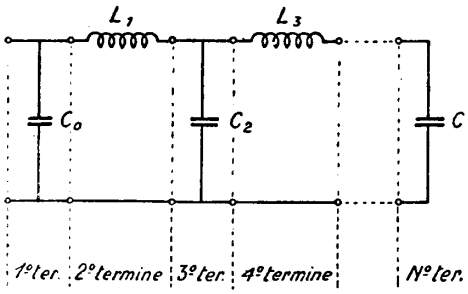


Fig. 679 – Scomposizione di un'impedenza in una rete di elementi a scala.

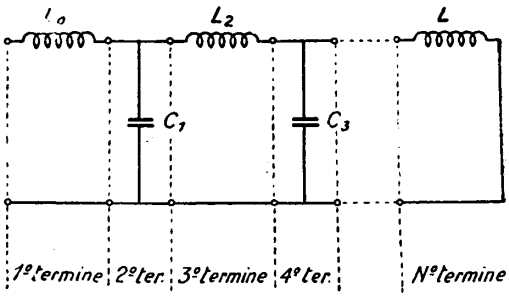


Fig. 680 – Scomposizione di un'ammettenza in una rete di elementi a scala.

stosa, tenuto conto del numero e della grandezza degli elementi e della maggiore o minore facilità di costruzione.

Si osservi che nella scomposizione di una impedenza $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ in termini di induttanze e capacità, gli elementi ω_1, ω_2, ecc. giocano il ruolo di parametri, fissando i quali si perviene alla determinazione dei valori cercati di L e C nei vari rami.

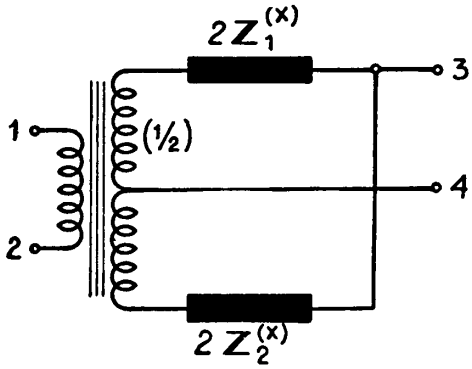


Fig. 681 – Quadripolo derivato dalla cellula di forma canonica.

Abbiamo, così, percorso le varie fasi concettuali del progetto di un filtro: stabiliti il tipo e le frontiere, si individuano le funzioni (F. I.) ed (F. A.) che lo caratterizzano, con un determinato grado di approssimazione, facendo ricorso ai formulari ed ai grafici a tale scopo predisposti da Cauer, Glowatzky ed altri. Dalle funzioni caratteristiche si passa alle impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ del traliccio e da queste alle L e C componenti.

Lo schema ad X, pur così utile concettualmente, ha lo svantaggio rispetto, per es., ai circuiti a T ed a π equivalenti, di richiedere quattro impedenze (uguali a due a due), contro tre che ne richiedono quelli. Costruito perciò il circuito del filtro canonico, e prima di tradurre i valori di $\mathbf{Z}_1^{(X)}$ e $\mathbf{Z}_2^{(X)}$ in quelli delle L e C

componenti, conviene, se possibile, passare ad uno schema equivalente con un numero minore di impedenze. Nella fig. 681 ne è disegnato uno, derivato dall'X, nel quale, mediante l'impiego di un traslatore perfetto di rapporto 1/2, si ottiene un quadripolo equivalente che ha il vantaggio di usare due sole impedenze, di valore $2\,\mathbf{Z}_1^{(X)}$ e $2\,\mathbf{Z}_2^{(X)}$ rispettivamente. È facile, determinando per questo quadripolo me-

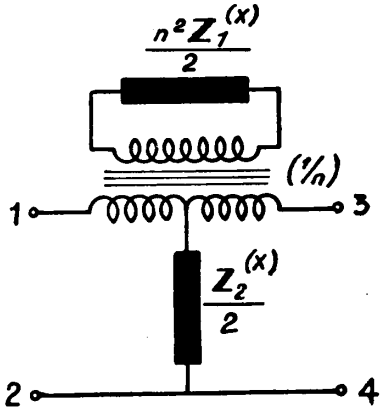


Fig. 682 – Altro quadripolo equivalente alla cellula di forma canonica.

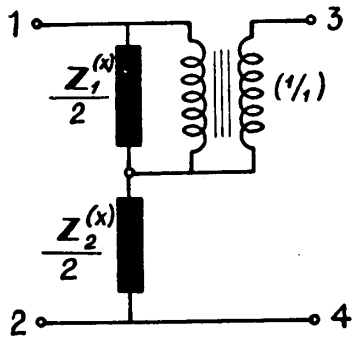


Fig. 683 – Altro quadripolo equivalente alla cellula di forma canonica.

diante i principi di Kirchhoff, un'equazione del tipo (275-1), verificare che i tre parametri **A**, **B**, **C**, risultano uguali a quelli dell'X. Anche lo schema di fig. 682 equivale ad un X, e fa uso di due impedenze $2\,\mathbf{Z}_1^{(X)}$ ed $\frac{1}{2}\,\mathbf{Z}_2^{(X)}$ quando il trasformatore ideale impiegato sia di rapporto 1/2. Anzi, questo schema equivale all'X dato per qualsiasi valore del rapporto di trasformazione $1/n$, purchè l'impedenza collegata al secondario sia del valore $\frac{n^2\,\mathbf{Z}_1^{(X)}}{2}$.

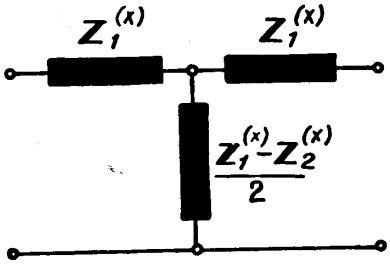


Fig. 684 – Quadripolo a *T* equivalente alla cellula di forma canonica.

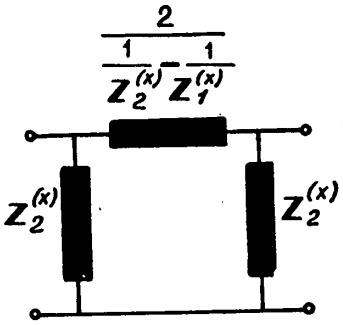


Fig. 685 – Quadripolo a π equivalente alla cellula di forma canonica.

Se il trasformatore ha rapporto 1/1, e si usa un autotrasformatore, si ottiene lo schema di fig. 683, che ha un carattere di particolare semplicità.

Queste trasformazioni (di cui abbiamo dato qualche esempio) presentano molteplici possibilità teoriche, alle quali basti aver accennato. Fra tutte, però, è di grande interesse l'equivalenza fra l'X ed il T od il π, la quale si realizza quando i valori nei rami sono quelli indicati in fig. 684 e fig. 685 (sempre con riferimento alle $\mathbf{Z}_1^{(X)}$ e $\mathbf{Z}_2^{(X)}$ del filtro canonico).

Si noti che questi due schemi non sono sempre realizzabili, perchè vi appare in uno dei rami la differenza fra impedenze o fra ammettenze, che può anche risultare negativa, ciò che non avrebbe alcun significato reale. È questo il motivo per cui i filtri con cellule a T od a π, pur così comodi per l'uso pratico (come vedremo nel numero seguente), non possono risolvere *in generale* il problema della costruzione di un filtro di tipo dato, ma rappresentano di tale problema un caso particolare

276. Filtri a catena o filtri iterativi; filtri a scala. — Supponiamo di esserci messi a calcolare un filtro di un dato tipo. per esempio un passa-basso, e di aver stabilito che la parte reale β dell'esponente di trasduzione, nella Z. O., abbia valore elevato per una fascia di frequenze molto ampia, procedendo da ω_0 verso le frequenze crescenti. Come sappiamo ciò si tradurrà in una coppia di funzioni caratteristiche (F. A.) ed (F. I.) di classe alta, per cui la realizzazione delle $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ che alla fine si dedurranno, darà luogo ad una struttura complicata.

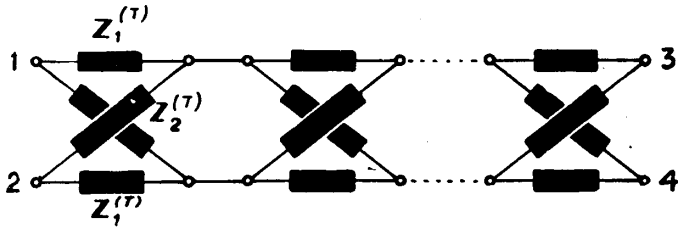


Fig. 686 – Filtro « a catena » con cellule a traliccio.

Volendo tentare di ridurre questa complicazione possiamo pensare di suddividere il problema così: *costruiamo un filtro composto di due quadripoli uguali, di identica impedenza caratteristica* $\mathbf{Z}$, *ma ciascuno con una* β *metà di quella imposta al filtro complessivo.* La catena dei due quadripoli si comporterà (n° 214 *c*) esattamente come un quadripolo unico, di impedenza caratteristica $\mathbf{Z}$, ed attenuazione $\beta = \frac{1}{2}\beta + \frac{1}{2}\beta$. Ma avremo il vantaggio che la riduzione a metà della β imposta a priori per la Z. O., darà luogo ad una diminuzione nella classe delle (F. A.) ed (F. I.), quindi ad una semplificazione delle $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$.

Ragionando così, si può pensare di ridurre ogni filtro, qualunque sia la classe delle sue funzioni caratteristiche, ad una catena di N quadripoli, ciascuno del tipo più semplice possibile. Si tratterà poi di vedere se l'insieme degli elementi occor-

renti a realizzare la catena sia più grande o più piccolo del numero di elementi che avrebbe richiesto il filtro canonico di una sola cellula; comunque, la scomposizione può farsi, ed i filtri che risultano da questa operazione prendono il nome di *filtri a catena* o *filtri iterativi* (perchè chiusi ciascuno sull'impedenza iterativa, coincidente

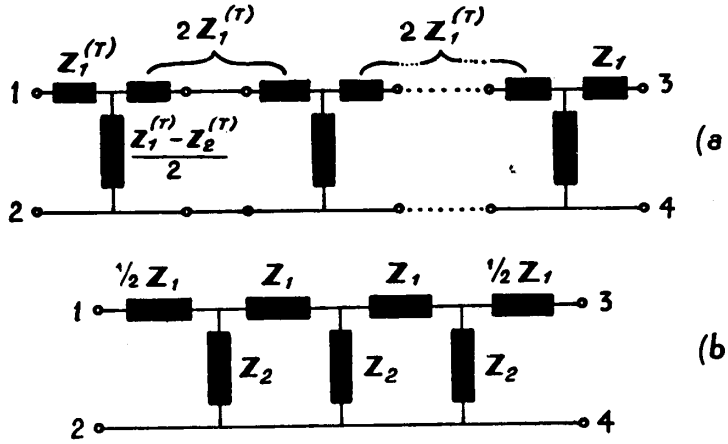


Fig. 687 – *a*) Catena di cellule a T; *b*) Filtro a scala con cellule a T.

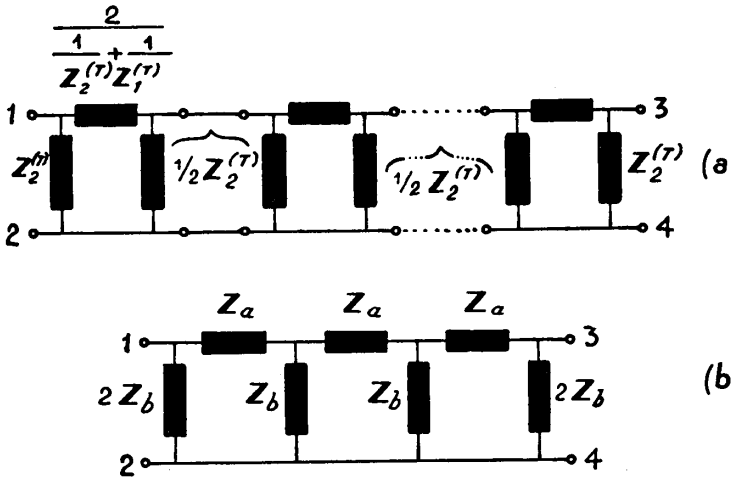


Fig. 688 – *a*) Catena di cellule a π; *b*) Filtro a scala con cellule a π.

con l'impedenza caratteristica, data la simmetria delle cellule). Questa categoria è quella che venne realizzata per prima in ordine di tempo (come è stato accennato al n° 275), ed il calcolo ne è relativamente semplice, per cui ne studieremo qui di seguito i dati principali. Le cellule del filtro a catena possono essere di forma ca-

nonica o di una qualunque altra forma equivalente. La fig. 686 mostra una catena di cellule a traliccio: una catena di tre cellule risulta composta di 12 impedenze, nè vi è modo di comporle insieme, così da ridurne il numero.

Invece, se le cellule sono a T od a π (come nelle figg. 687 *a* e 688 *a*) gli elementi contigui (impedenze e ammettenze) si possono sommare, dando luogo al cosiddetto *filtro a scala*, che può essere terminato o con una impedenza in serie (687 *b*) oppure con una impedenza in derivazione (688 *b*) a seconda che discenda da cellule semplici a T o da cellule semplici a π. Il filtro a scala risulta evidentemente più conveniente di quello iterativo che impiega cellule elementari della forma canonica, perchè, per es., un filtro composto di 3 cellule contiene solo 7 impedenze (rispetto alle 12, si ha quindi una economia di 5 impedenze).

Rimane il fatto, già messo in luce, che *non sempre* esiste fisicamente la cellula a T od a π equivalente a quella di forma canonica, donde la limitazione delle possibilità di impiego dei filtri a scala.

277. Relazioni fra le impedenze nella zona trasparente per le cellule a T ed a π. — Determiniamo adesso le condizioni alle quali devono sottostare le impedenze componenti la cellula di un filtro a scala nella zona trasparente.

Partiamo dal valore dell'impedenza caratteristica della cellula. La (213-6), ci dà per il quadripolo simmetrico

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}}$$

e le (212-2) per lo schema a T:

$$\mathbf{B} = \frac{\mathbf{Z}_1^2 + 4\,\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}{4\,\mathbf{Z}_2} \qquad \text{e} \qquad \mathbf{C} = \frac{1}{\mathbf{Z}_2}\,,$$

da cui:

$$(^1)\ \mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_1^2 + 4\,\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}{4}} = \sqrt{\mathbf{Z}_1\left(\mathbf{Z}_2 + \frac{\mathbf{Z}_1}{4}\right)} \qquad (277\text{-}1)$$

---

(1) Dobbiamo avvertire, per non creare confusione nel lettore, che le $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ che compaiono in questa formula sono quelle indicate nella fig. 539, che ci servì per ricavare le (212-2); invece le $\mathbf{Z}_1^{(X)}$ e $\mathbf{Z}_2^{(X)}$ che compaiono nella fig. 684, sono quelle dei rami della forma canonica a traliccio (ciò allo scopo di mettere in evidenza il metodo di derivazione). Se si avesse interesse a far comparire nei calcoli questi ultimi valori delle $\mathbf{Z}_1^{(X)}$ e $\mathbf{Z}_2^{(X)}$, ci si potrà valere delle seguenti equivalenze, ottenute dal confronto fra le due figg. 539 e 684:

$$\frac{1}{2}\,\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_1^{(X)}$$

$$\mathbf{Z}_2 = \frac{\mathbf{Z}_1^{(X)} - \mathbf{Z}_2^{(X)}}{2} \qquad (277\text{-}2)$$

Noi ci serviremo direttamente della (277-1) per non complicare inutilmente le formule.

Le (212-3) per lo schema a π dànno:

$$\mathbf{B} = \mathbf{Z}_a \qquad \text{e} \qquad \mathbf{C} = \frac{\mathbf{Z}_a + 4\,\mathbf{Z}_b}{4\,\mathbf{Z}_b^2}\,,$$

da cui:

$$(^1)\ \mathbf{Z} = \sqrt{\frac{4\,\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b^2}{\mathbf{Z}_a + 4\,\mathbf{Z}_b}} = \frac{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b}{\sqrt{\mathbf{Z}_a\left(\mathbf{Z}_b + \frac{\mathbf{Z}_a}{4}\right)}} \tag{277-3}$$

L'espressione di $\mathbf{Z}$ data dalla (277-1) compare, previa sostituzione delle $\mathbf{Z}_a$, $\mathbf{Z}_b$ alle $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$, al denominatore della (277-3). Se ne deduce che *le due impedenze caratteristiche del T e del π sono reciproche, a meno del fattore $\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b$*. Ciò può tornare utile in quanto, sviluppate le considerazioni relative all'impedenza del T, si può applicarle alla forma a π, tenendo conto di tale reciprocità.

Ora la (277-1), impedenza caratteristica della cellula a T deve, nella zona trasparente (Z. T.), sottostare alla condizione (già esaminata nel n° 275) di uguagliare l'impedenza reale esterna R sulla quale il filtro viene chiuso, e ciò onde evitare l'attenuazione per riflessione a tutte le frequenze della Z. T.

Questo significa che il prodotto sotto radice deve, in corrispondenza di tali frequenze, essere un *numero positivo*. Ma il filtro, come sappiamo, è composto di reattanze pure, cioè le impedenze sono della forma

$$\mathbf{Z}_1 = j\,X_1 \qquad\qquad \mathbf{Z}_2 + \frac{\mathbf{Z}_1}{4} = j\,X_2 \tag{277-5}$$

per cui, dovendo essere il loro prodotto una quantità positiva, e dato che $j \times j = -1$, *devono essere di segno contrario*. In altre parole, se $j\,X_1$ è una reattanza *positiva* $\mathbf{Z}_1 = j\,\omega\,L_1$; $j\,X_2$ deve essere una reattanza *negativa*; risultando essa della somma di $\frac{\mathbf{Z}_1}{4}$ (positiva) e di $\mathbf{Z}_2$, sarà necessariamente e contemporaneamente: $\mathbf{Z}_2$ *negativa e, in valore assoluto, maggiore di* $\frac{\mathbf{Z}_1}{4}$. In conclusione risulta per la Z. T. di una cellula a T:

$$-1 < \frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2} < 0\ . \tag{277-6}$$

---

(1) Anche qui, volendo fare intervenire le $\mathbf{Z}_1^{(X)}$ e $\mathbf{Z}_2^{(X)}$ della forma canonica ci si servirà delle seguenti equivalenze, ottenute confrontando la fig. 540 con la fig. 685:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_a = \dfrac{2}{\dfrac{1}{\mathbf{Z}_2^{(X)}} - \dfrac{1}{\mathbf{Z}_1^{(X)}}} \\ 2\,\mathbf{Z}_b = \mathbf{Z}_2^{(X)} \end{cases} \tag{277-4}$$

Se, poi, $j X_1$ è una reattanza *negativa* $\mathbf{Z}_1 = \frac{1}{j \omega C} = -\frac{j}{\omega C}$; $j X_2$ deve essere una reattanza *positiva*; risultando essa dalla somma di $\frac{\mathbf{Z}_1}{4}$ (negativa) e di $\mathbf{Z}_2$, sarà necessariamente e contemporaneamente: $\mathbf{Z}_2$ *positiva e, in valore assoluto, maggiore di* $\frac{\mathbf{Z}_1}{4}$:

$$-1 < \frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2} < 0$$

cioè la stessa condizione (277-6).

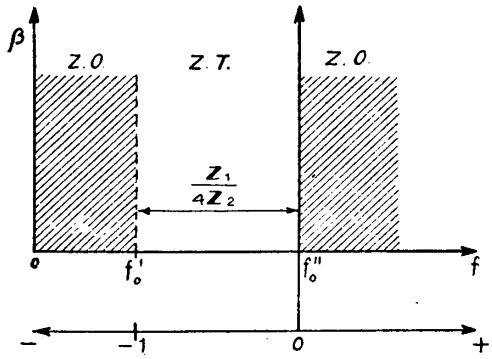


Fig. 689 – Relazione fra le impedenze di una cellula nella zona trasparente.

Il risultato trovato è rappresentato graficamente in fig. 689, la quale mostra che nella Z. T. di una cellula di filtro a T, compresa fra le due frontiere f_0' ed f_0'', la funzione $\frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2}$ deve variare fra $\frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2} = -1$ (in corrispondenza della frequenza più bassa f_0'), e $\frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2} = 0$ (in corrispondenza della frequenza più alta f_0'').

Quanto si è detto per il T può venire esteso al π. Infatti, nella (277-3) dovendo $\mathbf{Z}_a$ e $\mathbf{Z}_b$ essere di segno contrario, il loro prodotto al numeratore sarà positivo ed il radicando al denominatore risulterà anch'esso positivo per tutte le frequenze che soddisfino la condizione (277-6).

Su questa condizione si basa il calcolo pratico degli elementi di un filtro a scala.

278. Calcolo dei filtri a scala tipici o filtri a « *K* costante ». — Allo scopo di pervenire, in base alla condizione (277-6), alla calcolazione effettiva degli elementi delle cellule del filtro a scala, è necessario stabilire una condizione supplementare. Ciò può farsi in più modi, in dipendenza dello scopo che ci si propone di raggiungere.

Nei filtri detti a « *K* costante » che sono di gran lunga i più noti ed usati, si postula che $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ siano due impedenze tali che il loro prodotto sia uguale ad un

numero positivo K^2; cioè:

$$\sqrt{\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2} = K. \tag{278-1}$$

K viene scelto in generale uguale ad R, ossia alla impedenza di chiusura.

Ricaviamo adesso gli elementi relativi alle più semplici cellule per i quattro tipi fondamentali P. B., P. A., P. BD., E. BD.

A) *Cellula di filtro P. B.* — Il filtro deve avere una Z. T. da $f = f_0' = 0$ ad $f = f_0''$, seguita da una Z. O. da f_0'' ad ∞. Perciò è intuitivo che l'impedenza in serie deve essere crescente con la frequenza e così l'ammettenza del ramo in derivazione, in modo che nell'insieme cresca l'attenuazione al crescere della frequenza. La prima sarà perciò, nella sua forma più semplice [1]:

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{Z}_1 &= \mathbf{Z}_a = j\,\omega\,L_1 \\ \text{e la seconda} \qquad \mathbf{Z}_2 &= \mathbf{Z}_b = \frac{1}{j\,\omega\,C_2} \end{aligned}\right\} \tag{278-2}$$

Il prodotto $\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2$ risulta allora uguale al numero positivo $\frac{L_1}{C_2}$, e volendo costruire un filtro « K costante » dovremo porre

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = R\,. \tag{278-3}$$

La cellula è quella indicata in fig. 690 e 691 rispettivamente per il T ed il π. Per la frequenza inferiore f_0' della Z. T., deve essere, come sappiamo (formula 277-6)

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{\mathbf{Z}_a}{\mathbf{Z}_b} = (j\,\omega\,L_1)\,(j\,\omega\,C_2) = -\,\omega^2\,L_1\,C_2 = -\,(2\,\pi\,f_0')^2\,L_1\,C_2 = 0$$

da cui

$$f_0 = 0. \tag{278-4}$$

Per la frequenza superiore f_0'' della Z. T. deve essere

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{\mathbf{Z}_a}{\mathbf{Z}_b} = -\,(2\,\pi\,f_0'')^2\,L_1\,C_2 = -\,4$$

da cui

$$f_0'' = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1\,C_2}}. \tag{278-5}$$

---

[1] Conservando le notazioni già adottate nella trattazione dei quadripoli, gli indici numerici *1* e *2* si riferiscono alle strutture a T, gli indici letterali a e b alle strutture a π.

L'impedenza caratteristica del T (formula 277-1) prende la forma:

$$\mathbf{Z}_{(T)} = \sqrt{j\,\omega\,L_1\left(\frac{1}{j\,\omega\,C_2} + \frac{j\,\omega\,L_1}{4}\right)} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}\sqrt{1 - \frac{L_1\,C_2\,\omega^2}{4}} \qquad (278\text{-}6)$$

la quale può anche trasformarsi, considerando che $(2\,\pi\,f_0'')^2\,L_1\,C_2 = 4$ in:

$$\mathbf{Z}_{(T)} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}\sqrt{1 - \frac{(2\,\pi\,f)^2\,L_1\,C_2}{(2\,\pi\,f_0'')^2\,L_1\,C_2}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_0''}\right)^2} \qquad (278\text{-}7)$$

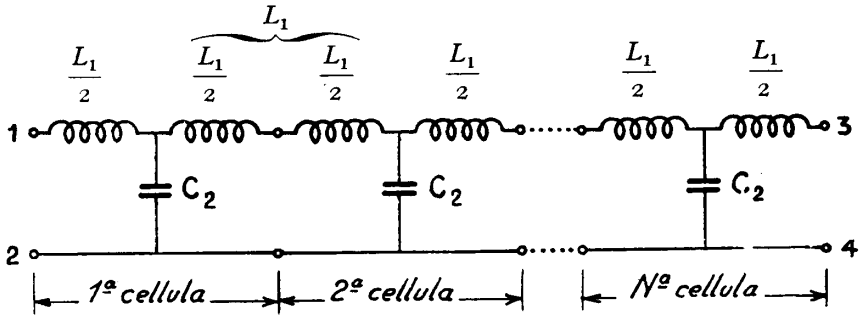


Fig. 690 – Filtro passa basso a scala con cellule a T.

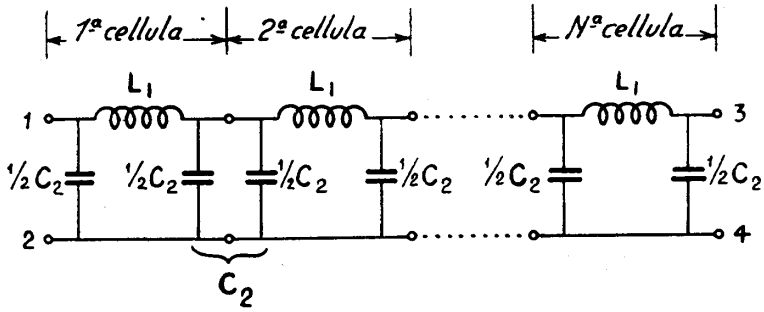


Fig. 691 – Filtro passa basso a scala con cellule a π.

Quando $f = f_0' = 0$ (estremo inferiore della Z. T.) si ha:

$$\mathbf{Z}_{(T)} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \qquad (278\text{-}7)'$$

e quando $f = f_0''$ (estremo superiore della Z. T.):

$$\mathbf{Z}_{(T)}'' = 0. \qquad (278\text{-}7)''$$

L'impedenza caratteristica del π (formula 277-3) prende la forma:

$$\mathbf{Z}_{(\pi)} = \frac{\sqrt{L_1/C_2}}{\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_0''}\right)^2}} \tag{278-8}$$

la quale per $f = f_0' = 0$ (estremo inferiore della Z. T.) diviene ancora

$$\mathbf{Z}_{(\pi)}' = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \tag{278-8$'$}$$

e per $f = f_0''$ (estremo superiore delle Z. T.):

$$\mathbf{Z}_{(\pi)}'' = \infty. \tag{278-8$''$}$$

L'andamento del modulo dell'impedenza caratteristica nei due casi di P. B. a T e di P. B. a π, risulta perciò quello della fig. 692.

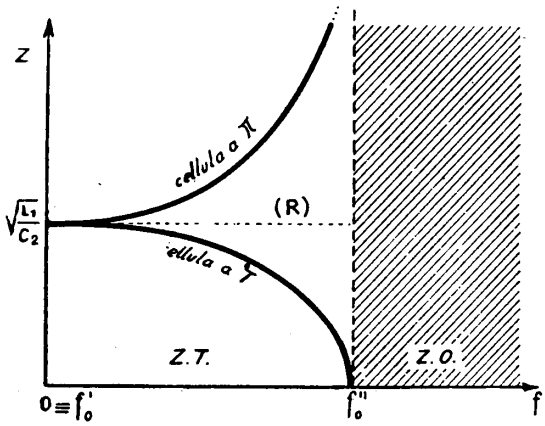


Fig. 692 – Curve di impedenza per cellule di filtro P. B.

Alla frequenza più bassa della Z. T. l'impedenza, per entrambi i tipi di cellule, assume il valore $\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ che, come si è detto, si adotta uguale all'impedenza esterna R. Man mano che ci si allontana da tale frequenza, i valori di Z si scostano sempre più, diventando minori per il T, maggiori per il π (si ricordi l'osservazione fatta circa la reciprocità di queste due cellule) e tendono rispettivamente a 0 ed ∞. L'adattamento della impedenza, perciò, è realizzato alla sola frequenza f_0'; a tutte le altre frequenze della Z. T. l'attenuazione di riflessione assume valori crescenti, fino a diventare infinita in corrispondenza di f_0''. Il filtro è per conse-

guenza assai imperfetto; in particolare presenta una distorsione di ampiezza sensibile in special modo alle frequenze più elevate, fuori da Z. T.

Siamo ora in grado di determinare le formule per il calcolo degli elementi del filtro P. B. Infatti la (278-5) e ciascuna delle (278-7)′ e (278-8)′, dànno:

$$\begin{cases} f_0'' = \dfrac{1}{\pi\sqrt{L_1 C_2}} \\ \mathbf{Z} = \sqrt{\dfrac{L_1}{C_2}} = R. \end{cases}$$

Dalla 1ª, moltiplicando per C_2, si ricava

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \mathbf{Z} = \frac{1}{\pi f_0'' C_2}$$

e moltiplicando per L_1:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \mathbf{Z} = \pi f_0'' L_1$$

e finalmente:

$$L_1 = \frac{\mathbf{Z}}{\pi f_0''} \text{ (henry)} \qquad \text{e} \qquad C_2 = \frac{1}{\pi f_0'' \mathbf{Z}} \text{ (farad)}, \qquad (278\text{-}9)$$

formule che dànno i valori di L_1 e C_2, quando siano date l'impedenza caratteristica $\mathbf{Z}$ (uguale alla R esterna) e la frequenza frontiera f_0''.

B) *Cellula di filtro P. A.* — Il ragionamento procede in maniera del tutto simile a quello seguìto per la cellula P. B.

Il filtro deve avere una Z. O. da $f = 0$ ad $f = f_0'$, seguìta da una Z. T. da $f = f_0'$ ad $f = f_0'' = \infty$. Si intuisce che con il crescere della frequenza l'impedenza in serie deve decrescere, quella in parallelo aumentare di valore, di modo che l'attenuazione diminuisca con le frequenze più elevate e diventi zero per la frequenza frontiera f_0'. I due rami risultano

$$\left.\begin{array}{ll} \text{in serie} & \mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_a = 1/j\,\omega C_1 \\ \text{in derivazione} & \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_b = j\,\omega L_2 \end{array}\right\} \qquad (278\text{-}10)$$

Il prodotto $\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2$ è uguale ad L_2/C_1, da cui la condizione « K costante »:

$$\sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = R\,.$$

Lo schema è quello delle figg. 693, 694 per il T ed il π rispettivamente. Per la frequenza inferiore f_0' della Z. T. deve essere

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{\mathbf{Z}_a}{\mathbf{Z}_b} = -\frac{1}{(2\,\pi\,f_0')^2\,L_2\,C_1} = -4$$

da cui

$$f_0' = \frac{1}{4\,\pi\,\sqrt{L_2\,C_1}}\,. \qquad (278\text{-}11)$$

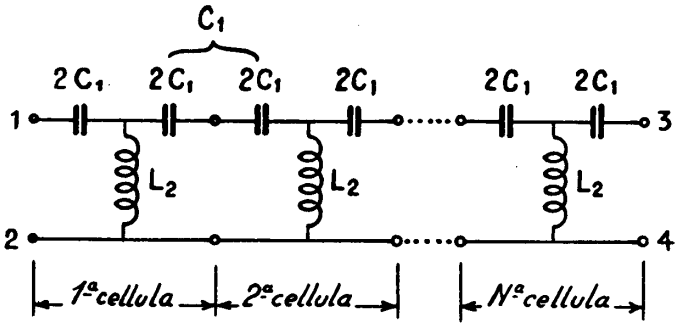


Fig. 693 – Filtro passa alto a scala con cellule a T.

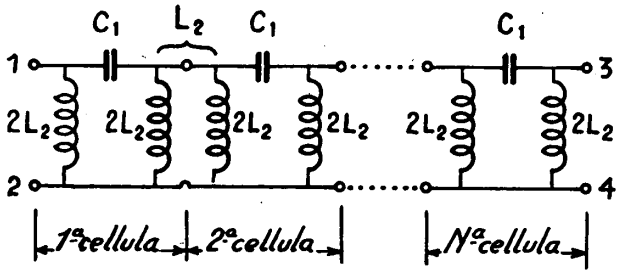


Fig. 694 – Filtro passa alto a scala con cellule a π.

E per la frequenza superiore f_0'' della Z. T.:

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{\mathbf{Z}_a}{\mathbf{Z}_b} = -\frac{1}{(2\,\pi\,f_0'')^2\,L_2\,C_1} = 0$$

da cui

$$f_0'' = \infty\,. \qquad (278\text{-}12)$$

L'impedenza caratteristica del T (formula 277-1) è

$$\mathbf{Z}_{(T)} = \sqrt{\frac{1}{j\,\omega\,C_1}\left(j\,\omega\,L_2 + \frac{1}{4\,j\,\omega\,C_1}\right)} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}\,\sqrt{1-\left(\frac{f_0'}{f}\right)^2}\,. \qquad (278\text{-}13)$$

Quando $f = f_0'$ (estremo inferiore della Z. T.)

$$\mathbf{Z}_{(T)}' = 0 \qquad (278\text{-}13)'$$

e quando $f = f_0'' = \infty$ (estremo superiore della Z. T.)

$$\mathbf{Z}_{(T)}'' = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}. \qquad (278\text{-}13)''$$

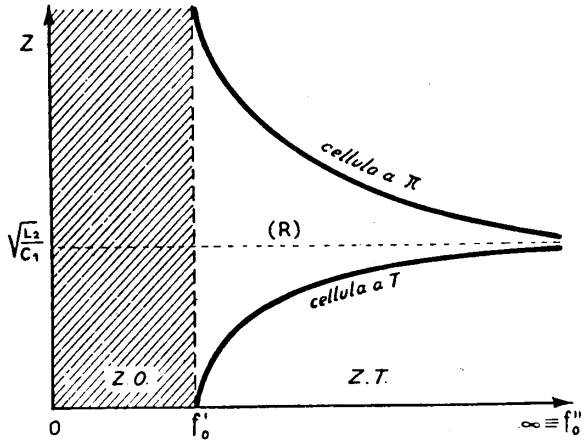


Fig. 695 – Curve di impedenza per cellule di filtro P. A.

L'impedenza caratteristica del π è invece (277-3):

$$\mathbf{Z}_{(\pi)} = \frac{\sqrt{L_2/C_1}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_0'}{f}\right)^2}} \qquad (278\text{-}14)$$

la quale per $f = f_0'$ (estremo inferiore della Z. T.) dà

$$\mathbf{Z}_{(\pi)}' = \infty \qquad (278\text{-}14)'$$

e per $f = f_0'' = \infty$ (estremo superiore della Z. T.) diviene ancora

$$\mathbf{Z}_{(\pi)}'' = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}. \qquad (278\text{-}14)''$$

Il modulo dell'impedenza caratteristica ha perciò l'andamento indicato nelle due curve di fig. 695 per ognuna delle due cellule. Possono in proposito farsi consi-

derazioni analoghe a quelle già fatte per l'impedenza della cellula P. B. Anche in questo caso la massima distorsione si ha in prossimità della frontiera fra Z. O. e Z. T.

Determiniamo, infine, le formule per il calcolo diretto di L_1 e C_2. Abbiamo:

$$\begin{cases} f_0' = \dfrac{1}{4\pi\sqrt{L_2 C_1}} \\ \mathbf{Z} = \sqrt{\dfrac{L_2}{C_1}} = R \end{cases}$$

da cui

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_0' \mathbf{Z}} \text{ (farad)} \qquad \text{e} \qquad L_2 = \frac{\mathbf{Z}}{4\pi f_0'} \text{ (henry).} \tag{278-15}$$

Il confronto con le (278-9) mostra che il P. A. fa uso di elementi che sono la quarta parte dei corrispondenti elementi del P. B. a parità di frequenza frontiera.

C) *Cellula di filtro P. BD.* — Un filtro passa banda deve avere una Z. O. da $f = 0$ ad $f = f_0'$, seguìta da una Z. T. da f_0' ad f_0'' ed infine da una seconda Z. O. da f_0'' ad ∞. Si intuisce perciò che esso debba risultare, anche nella sua struttura più semplice, di cellule a T od a π con più di un elemento per ogni braccio. Si potrebbe risolvere il problema collegando semplicemente in serie due cellule: la prima P. B. con frontiera f_0'', la seconda P. A. con frontiera f_0', di uguale impedenza caratteristica; l'insieme funzionerà come un P. BD. da f_0' ad f_0''.

La soluzione però può anche aversi a mezzo di cellule (a T od a π) aventi direttamente proprietà di P. BD. e costituite come quelle delle figg. 696 e 697. I due rami della cellula risultano:

$$\begin{cases} \text{in serie} & \mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_a = j\left(\omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_1}\right) = j\,\dfrac{(\omega^2 L_1 C_1 - 1)}{\omega C_1} \\ \text{in derivazione} & \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_b = j\left(\dfrac{1}{\dfrac{1}{\omega L_2} - \omega C_2}\right) = j\,\dfrac{\omega L_2}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)} \end{cases} \tag{278-16}$$

ed il prodotto:

$$\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_a \mathbf{Z}_b = -\frac{L_2(\omega^2 L_1 C_1 - 1)}{C_1(1 - \omega^2 L_2 C_2)}$$

diviene un numero positivo se imponiamo simultaneamente la condizione « K costante » del P. B. e P. A.:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = R \tag{278-17}$$

perchè risulta semplicemente:

$$L_1 C_1 = L_2 C_2$$

e quindi:

$$\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 = \frac{L_2}{C_1} = R^2 .$$

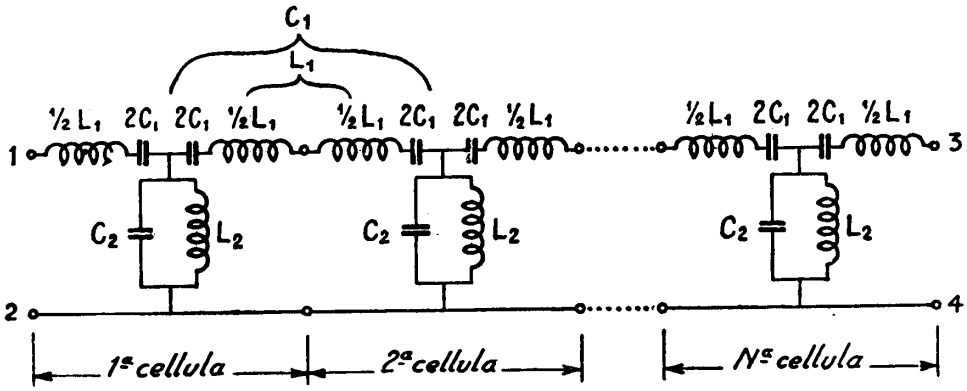


Fig. 696 – Filtro passa banda a scala con cellule a T.

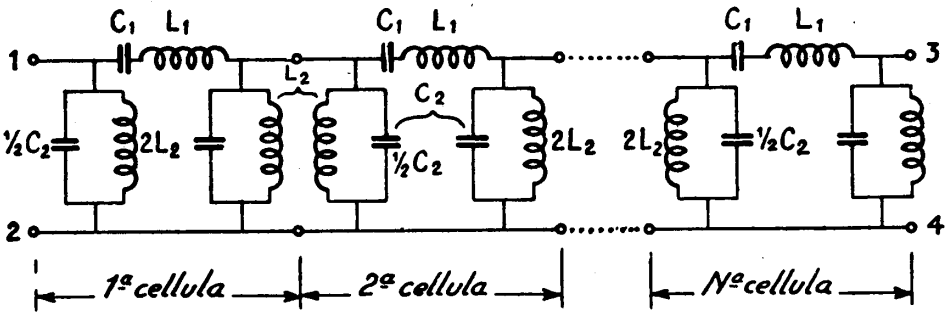


Fig. 697 – Filtro passa banda a scala con cellule a π.

Anche il P. BD. deve soddisfare alle condizioni (277-6) per la Z. T. Il rapporto delle due impedenze dei rami è:

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{(\omega^2 L_1 C_1 - 1)\,(1 - \omega^2 L_2 C_2)}{\omega^2 C_1 L_2}$$

che, facendo uso della (278-17), diviene:

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = -\frac{(\omega^2 L_1 C_1 - 1)^2}{\omega^2 \dfrac{L_1 C_1^2}{C_2}} \qquad (278\text{-}18)$$

Per la frequenza inferiore della Z. T. deve essere:

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = -\frac{(\omega^2 L_1 C_1 - 1)^2}{\omega^2 L_1 \dfrac{C_1^2}{C_2}} = -4$$

da cui si ricava:

$$(\omega^2 L_1 C_1 - 1)^2 = \left(2\,\omega\, C_1 \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}\right)^2$$

La risoluzione di questa equazione biquadratica dà due coppie di radici

$$\pm\sqrt{\frac{1}{C_2 L_1}} \pm \sqrt{\frac{1}{C_2 L_1} + \frac{1}{C_1 L_1}}$$

di cui due sole positive. Ad esse corrispondono le due frequenze

$$\left.\begin{aligned} f_0' &= \frac{1}{2\pi}\left(-\sqrt{\frac{1}{C_2 L_1}} + \sqrt{\frac{1}{C_2 L_1} + \frac{1}{C_1 L_1}}\right) \\ \text{ed} \qquad & \\ f_0'' &= \frac{1}{2\pi}\left(\sqrt{\frac{1}{C_2 L_1}} + \sqrt{\frac{1}{C_2 L_1} + \frac{1}{C_1 L_1}}\right) \end{aligned}\right\} \qquad (278\text{-}19)$$

che dànno direttamente i due estremi della Z. T. Infatti la condizione

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{(\omega^2 L_1 C_1 - 1)^2}{\omega^2 L_1 \dfrac{C_1^2}{C_2}} = 0$$

dà una terza frequenza

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \qquad (278\text{-}20)$$

che, come è facile verificare, è intermedia fra f_0' ed f_0'' (media geometrica):

$$f_r = \sqrt{f_0' f_0''}\,. \qquad (278\text{-}21)$$

La f_r, *frequenza di risonanza per il ramo in serie e di antirisonanza per quello in derivazione*, divide la Z. T. in due parti; ciò che, in altri termini, significa che il filtro si comporta nell'insieme come due filtri elementari: un P. A. con Z. T. da f_0' ad f_r ed un P. B. da f_r ad f_0''. L'impedenza caratteristica del filtro, calcolata

in corrispondenza di $f = f_r$ (punto mediano della zona trasparente) dove $\mathbf{Z}_1/\mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_a/\mathbf{Z}_b = 0$, risulta:

per il T:

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\mathbf{Z}_1\left(\mathbf{Z}_2 + \frac{\mathbf{Z}_1}{4}\right)} = \sqrt{\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_2}$$

e per il π: (278-22)

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b}{\sqrt{\mathbf{Z}_a\left(\mathbf{Z}_b + \frac{\mathbf{Z}_a}{4}\right)}} = \frac{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b}{\sqrt{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b}} = \sqrt{\mathbf{Z}_a\,\mathbf{Z}_b}$$

espressioni che, come si è visto, nel filtro P. BD. « K costante », coincidono con $\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$, $\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ ed R.

Le formule dirette per il calcolo dei quattro elementi della cellula si ricavano facilmente, adesso, in base ai dati acquisiti. Dalla sottrazione delle (278-19) risulta, infatti:

$$(f_0'' - f_0') = \frac{1}{\pi\sqrt{C_2\,L_1}} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1^2\,\frac{C_1}{L_2}}} = \frac{\mathbf{Z}}{\pi\,L_1},$$

da cui

$$L_1 = \frac{\mathbf{Z}}{\pi\,(f_0'' - f_0')}\ \text{(henry)}. \qquad (278\text{-}23)$$

Sostituendo nella prima delle (278-20), ed in base alla (278-21), si ha:

$$C_1 = \frac{(f_0'' - f_0')}{4\,\pi\,\mathbf{Z}\,f_0''\,f_0'}\ \text{(farad)} \qquad (278\text{-}23)'$$

e, con analoghi passaggi, infine

$$L_2 = \frac{(f_0'' - f_0')\,\mathbf{Z}}{4\,\pi\,f_0''\,f_0'}\ \text{(henry)} \quad \text{e} \quad C_2 = \frac{1}{\pi\,(f_0'' - f_0')\,\mathbf{Z}}\ \text{(farad)}. \qquad (278\text{-}23)''$$

D) *Cellula di filtro E. BD.* — Poichè il ragionamento procede in maniera del tutto simile a quello esposto per il P. BD., e data la minore importanza che ha per noi l'E. BD., ci limitiamo a riportare le formule relative al tipo di cellule rappresentate in figg. 698 e 699.

Impedenza in serie:

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_a = j\left(\frac{\omega\,L_1}{1 - \omega^2\,L_1\,C_1}\right). \qquad (278\text{-}24)$$

Impedenza in derivazione:

$$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_b = j\left(\frac{\omega^2 L_2 C_2 - 1}{\omega C_2}\right).$$

Prodotto delle impedenze:

$$\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_2 = \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_2}{C_1} = R^2 .$$

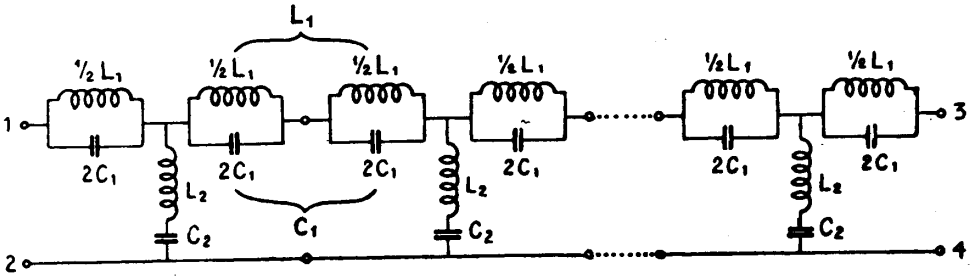


Fig. 698 – Filtro elimina banda a scala con cellule a T.

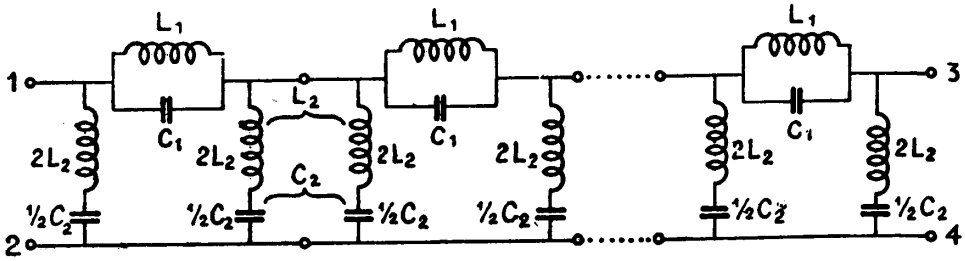


Fig. 699 – Filtro elimina banda a scala con cellule a π.

Rapporto delle impedenze:

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = -\frac{\omega^2 C_2 L_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2} . \qquad (278\text{-}25)$$

Frequenze di taglio:

$$\left.\begin{aligned} f_0' &= \frac{1}{8\pi}\left(-\sqrt{\frac{1}{L_2 C_1}} + \sqrt{\frac{1}{L_2 C_1} + \frac{16}{L_1 C_1}}\right) \\ f_0'' &= \frac{1}{8\pi}\left(\sqrt{\frac{1}{L_2 C_1}} + \sqrt{\frac{1}{L_2 C_1} + \frac{16}{L_1 C_1}}\right) \end{aligned}\right\} \qquad (278\text{-}26)$$

Frequenza di risonanza (uguale al P. BD):

$$f_r = \sqrt{f_0' f_0''} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}.$$

Elementi del filtro:

$$L_1 = \frac{(f_0'' - f_0')\,\mathbf{Z}}{\pi f_0'' f_0'} \text{ (henry)} \quad ; \quad C_1 = \frac{1}{4\pi (f_0'' - f_0')\,\mathbf{Z}} \text{ (farad)}$$

$$L_2 = \frac{\mathbf{Z}}{4\pi (f_0'' - f_0')} \text{ (henry)} \quad ; \quad C_2 = \frac{(f_0'' - f_0')}{\pi f_0'' f_0'\,\mathbf{Z}} \text{ (farad).} \qquad (278\text{-}26)$$

279. Filtri a scala composti e cellule terminali m-derivate. — Con il metodo di calcolazione dei filtri a scala « K costante » si realizza, come abbiamo visto, la cellula elementare del tipo desiderato (P. B. - P. A. - P. BD. - E. BD.), la quale

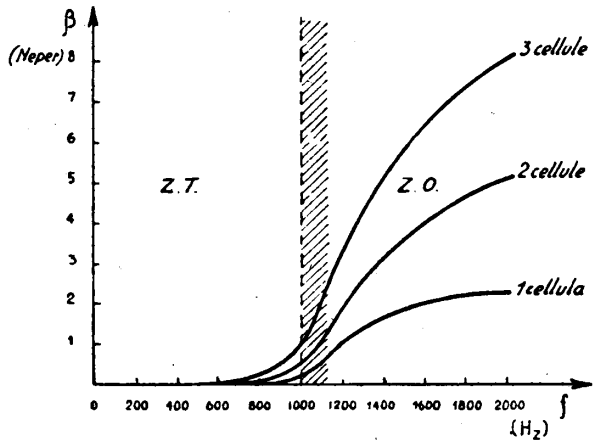


Fig. 700 - Curve di attenuazione di un filtro P. B.

presenta impedenza caratteristica ed attenuazione variabili con la frequenza. Per es., l'impedenza caratteristica per i P. B. ed i P. A. varia come è indicato in figura 692 e 695. L'andamento della costante di attenuazione β (parte reale dell'esponente di trasduzione) per una determinata cellula di filtro P. B. e di filtro P. A., aventi entrambi una frequenza frontiera $f_0'' = 1000$ Hz, è indicato nelle figg. 700 e 701. L'unione di due, tre o più cellule realizza un quadripolo avente la medesima impedenza caratteristica **Z**, ed un'attenuazione rispettivamente doppia, tripla, ennupla della cellula elementare (n° 214 *c*). Le stesse figg. 700 e 701 mostrano l'andamento di β come può misurarsi nel caso di due e di tre cellule in catena. Come si vede, la pendenza della curva attenuazione-frequenza, nella parte prossima alla

frontiera, è crescente col numero delle cellule, ma è ben lungi, anche nel filtro a 3 cellule, dall'avere un andamento così ripido come nel caso teorico delle figg. 670 e 671. Si noti poi che la Z. T. presenta un'attenuazione che con l'aumento del numero delle cellule può divenire eccessiva e causare una intollerabile distorsione d'ampiezza. Per queste considerazioni, non è possibile costruire un filtro a scala con attenuazione di frontiera così ripida come in molti problemi è necessario, semplicemente con l'aumentare il numero delle cellule.

Una buona soluzione è realizzata dai filtri cosiddetti *composti*. In essi il filtro viene costituito da una o più cellule semplici come quelle che abbiamo imparato a calcolare, onde realizzare di massima l'attenuazione richiesta alle frequenze più lontane dalla frontiera; si aggiunge poi all'entrata della catena, una cellula speciale, calcolata in modo da presentare un'attenuazione accentuata nei pressi della frontiera. L'insieme presenta una curva attenuazione - frequenza assai più ripida del filtro a scala semplice.

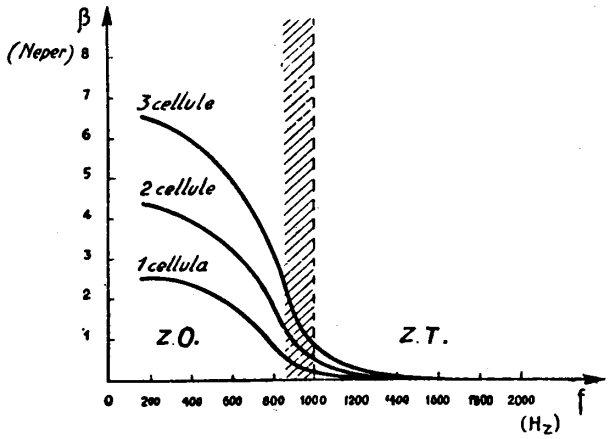


Fig. 701 – Curve di attenuazione di un filtro P. A.

Le cellule che si utilizzano allo scopo sopraddetto sono le cosiddette *m-derivate* di cui riassumiamo brevemente le proprietà per i tipi P. B. e P. A.

Si è visto come il P. B. ed il P. A. studiati al numero precedente siano i più semplici possibili, dato che l'impedenza di ciascun ramo consta di un solo elemento. Ciò corrisponde alla classe di funzioni caratteristiche più bassa, secondo la classificazione di Cauer.

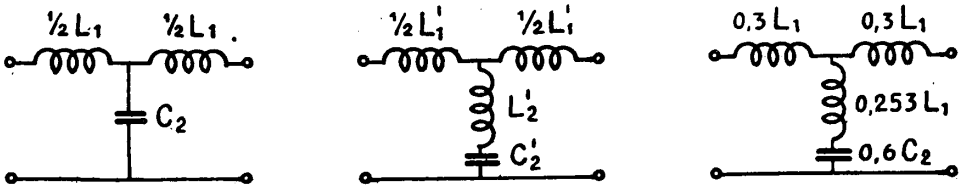
Passando ad una classe più elevata, il numero degli elementi deve evidentemente essere aumentato: nel nostro caso tale aumento deve modificare una delle due $\mathbf{Z}_1$ o $\mathbf{Z}_2$ in maniera da alterare la curva di attenuazione, innalzandola nei pressi della frequenza frontiera.

Partendo dalla cellula « K costante » P. B. con schema a T, disegnata in figura 702 *a*, si può procedere in due modi: secondo il primo si può collegare una C_1 in parallelo alla L_1 del ramo orizzontale, in modo da ottenere un circuito antirisonante per la f_0'' o per una frequenza ad essa vicina, e quindi un rapido aumento dell'attenuazione nell'intorno di tale frequenza; con il secondo che è quello che scegliamo per questa illustrazione (fig. 702 *b*), si può collegare una L_2 in serie con la C_2 del ramo verticale, in modo da ottenere un circuito risonante per una frequenza dell'intorno di f_0'', e quindi, anche in questo caso, un rapido aumento della β nell'intorno di f_0''.

Analogo ragionamento porta alla costruzione della cellula di filtro P. A. (fig. 703 *a* e *b*).

Il metodo di calcolo seguìto, che ora verrà esposto, ha fatto chiamare le cellule di questo tipo « *m*-derivate ».

Per determinare i valori degli elementi della cellula *m*-derivata, si stabilisce innanzi tutto la posizione della frequenza di risonanza f_∞ del circuito $C_2 L_2$ rispetto alla frequenza frontiera f_0'' del P. B. od f_0' del P. A.

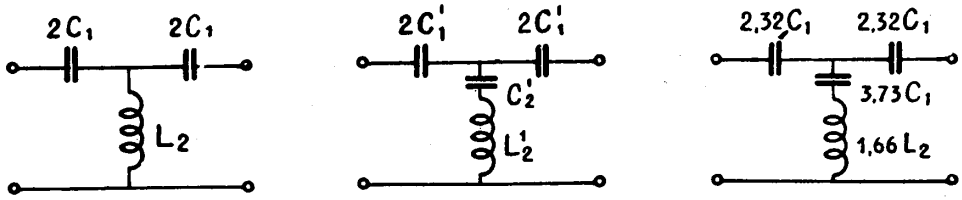


a). Cellula semplice « *K* costante » di filtro P. B.

b) Cellula *m*-derivata per filtro P. B.

c) Cellula *m*-derivata per $m = 0{,}6$ $\left(a = \frac{f_\infty}{f_0''} = 1{,}25\right)$

Fig. 702 – Costruzione di cellula terminale P. B. di tipo *m*-derivato.



a) Cellula semplice « *K* costante » di filtro P. A.

b) Cellula *m*-derivata per filtro P. A.

c) Cellula *m*-derivata per $m = 0{,}6$ $\left(a = \frac{f_0'}{f_\infty} = 1{,}25\right)$

Fig. 703 – Costruzione di cellula terminale P. A. di tipo *m*-derivato.

Si pone, cioè:

$$\text{per il P. B.:} \quad a = \frac{f_\infty}{f_0''}$$

$$\text{e per il P. A.:} \quad a = \frac{f_0'}{f_\infty}. \tag{279-1}$$

Nei calcoli, in luogo di a è comodo adoperare una grandezza, da essa derivata, definita da:

$$m = \sqrt{1 - \frac{1}{a^2}}. \tag{279-2}$$

Quanto più f_∞ si porrà prossimo ad f_0'' (P. B.) od f_0' (P. A.) tanto più si accentuerà la pendenza della curva attenuazione-frequenza, nei pressi della frontiera.

Ciò è mostrato dalle curve della fig. 704 *a*, che dànno appunto tale caratteristica per tre diversi valori del parametro m.

Si noti che la scala delle ascisse, per poter raggruppare in una sola figura le curve valide per il P. B. ed il P. A., è riferita non al valore assoluto della variabile f, ma al suo rapporto rispetto alla frequenza di taglio. Le curve perciò si sviluppano interamente nella Z. O.

Si osservi come, col crescere di m, diminuisca la pendenza della curva nei pressi della frontiera, mentre l'effetto filtrante risulta aumentato per una banda di frequenze sempre più larga e l'attenuazione, nella Z. O., in generale accresciuta.

Per poter scegliere a priori il più conveniente valore di a, è necessario esaminare anche cosa accade nella Z. T., e considerare l'andamento dell'impedenza caratteristica della cellula in esame. In fig. 704 *b* tale impedenza è espressa in funzione del rapporto f/f_0'' per il P. B. ed f_0'/f per il P. A. (come per le precedenti curve di attenuazione); inoltre, in luogo dei valori assoluti di **Z**, per maggiore generalità, si è preferito indicare il rapporto fra questi e l'impedenza $\mathbf{Z}_{(T)}'$ della cellula «K costante» nel punto $f = f_0'$ (per il P. B.) o l'impedenza $\mathbf{Z}_{(T)}''$ della cellula «K costante» nel punto $f = f_0''$ (per il P. A.).

La figura mostra che alla curva $a = 1{,}25$ ($m = 0{,}6$) corrisponde, per quasi tutta la Z. T., un esatto adattamento dell'impedenza **Z** della cellula m-derivata all'impedenza della corrispondente cellula elementare a T; col che sono, in gran parte della banda trasmessa, eliminate le perdite per riflessione.

Si conclude che il valore più conveniente per m è 0,6; ad esso corrisponde la curva $a = 1{,}25$ della fig. 704 *a*, cioè una frequenza di risonanza f_∞ che differisce dalla f_0 del filtro semplice del 25 % (in più od in meno a seconda che si tratti di P. B. o di P. A.). A tale valore di m corrispondono le cellule m-derivate indicate nelle figg. 702 *c* e 703 *c*, rispettivamente per il P. B. ed il P. A.

Gli elementi del filtro m-derivato si trovano con le formule:

— per il P. B.:

$$L_1' = m\,L_1 \qquad C_2' = m\,C_2 \qquad L_2' = \frac{1 - m^2}{4\,m}\,L_1 \tag{279-3}$$

— per il P. A.:

$$C_1' = \frac{C_1}{m} \qquad L_2' = \frac{L_2}{m} \qquad C_2' = \frac{4\,m}{1 - m^2}\,C_2. \tag{279-4}$$

È facile verificare che per $m = 1$ la cellula m-derivata ricade nel tipo semplice «K costante», perchè si annullano L_2' del P. B. e C_2' del P. A. Per $m = 0{,}6$ si trovano i valori indicati nelle figg. 702 *c* e 703 *c*.

280. Verifica delle proprietà filtranti di una cellula di filtro a scala. — Dopo aver risolto il problema diretto di calcolo di un filtro nei casi più semplici, interessa esaminare brevemente anche il problema inverso: dato, cioè, un filtro, determinare

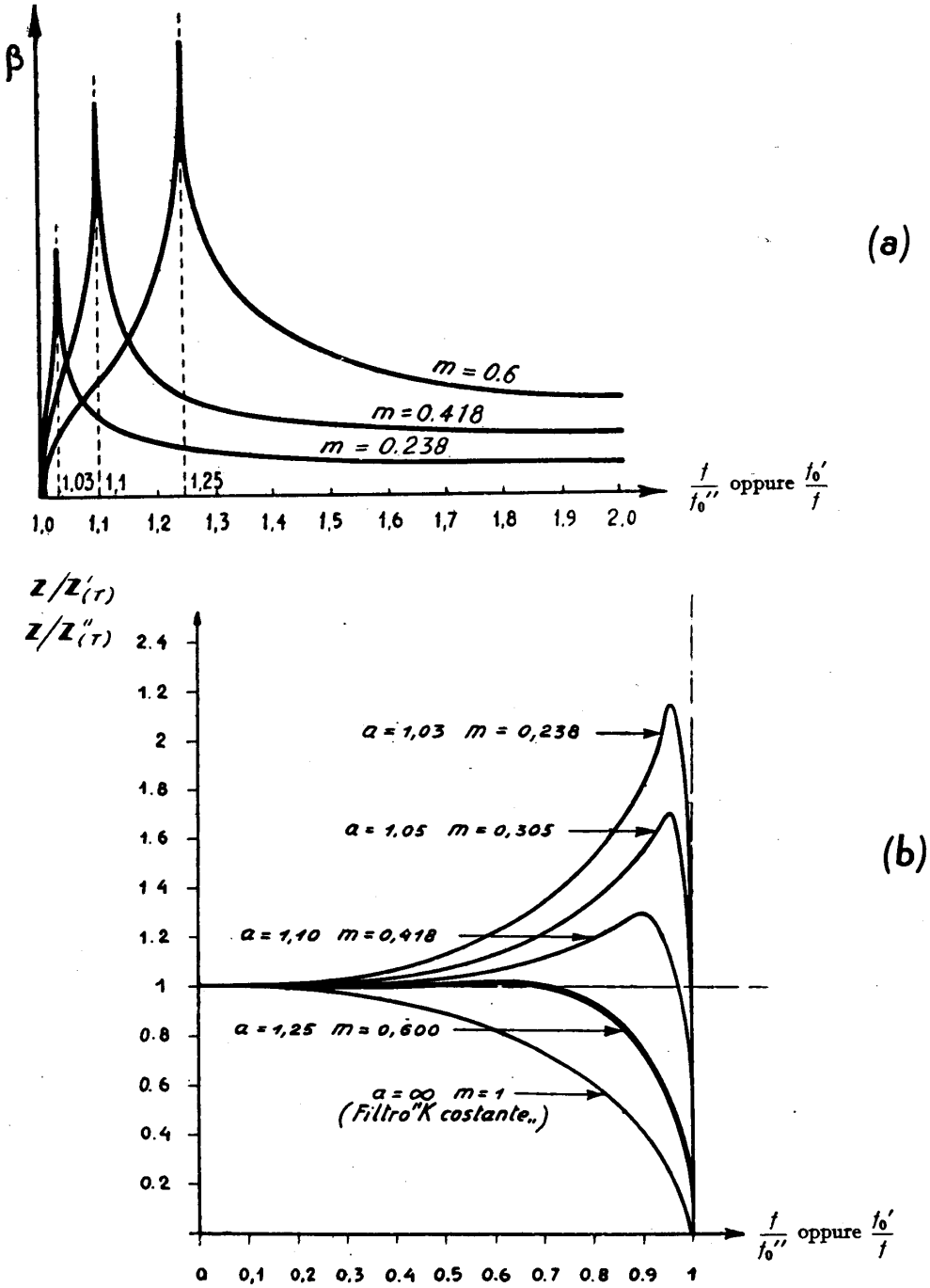


Fig. 704 – Curve di attenuazione (*a*) e d'impedenza (*b*) di una cellula *m*-derivata per diversi valori di *m* o di *a* (le ascisse sono espresse in funzione di f/f_0'' per il P. B. ed in funzione di f_0'/f per il P. A.).

la (o le) Z. T. con la posizione delle frequenze frontiera, nonchè la curva attenuazione-frequenza.

Nel calcolo si è finora considerato il filtro come composto di impedenze prive di resistenza, cioè di reattanze pure. Ciò vale, solo in via approssimata, tanto più quanto più grande è la bontà di costruzione degli elementi che compongono le cellule. Per i buoni condensatori si può senz'altro ritenere che la capacità sia priva di perdite; ciò è meno vero per le induttanze nelle quali, non foss'altro, la resistenza del filo che serve a costituire l'avvolgimento interviene, specie alle frequenze più alte, in modo non del tutto trascurabile.

Si chiama, anzi, *fattore di bontà* o *fattore di merito* di una bobina di induttanza, il rapporto:

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

che è ovviamente tanto più alto quanto più l'induttanza prevale sulla resistenza. Sia L che R devono essere misurate, naturalmente, alla medesima frequenza.

La presenza non eliminabile delle resistenze e delle perdite negli elementi del filtro influenza la curva attenuazione-frequenza; tale influenza si manifesta con un'attenuazione più o meno grande anche nelle Z. T. ed un abbassamento della curva nelle Z. O. Inoltre i gomiti della curva, specie in corrispondenza delle frequenze frontiera o delle frequenze di risonanza, risultano arrotondati.

Ciò premesso, sia dato un filtro, la cui cellula generica può riportarsi, per es., alla forma a T od a quella a π. In base agli elementi componenti il ramo orizzontale e quello verticale possiamo determinare l'espressione della $\mathbf{Z}_1$ o $\mathbf{Z}_a$ e quella della $\mathbf{Z}_2$ o $\mathbf{Z}_b$.

I casi più comuni sono, come abbiamo visto:

— una induttanza L di reattanza $= j\,\omega\,L$;

— una capacità C di reattanza $= \dfrac{1}{j\,\omega\,C}$;

— un circuito risonante (L, C) di reattanza $= j\,\omega\,L + \dfrac{1}{j\,\omega\,C} = \dfrac{1 - \omega^2 L C}{j\,\omega\,C}$;

— un circuito antirisonante (L, C) di reattanza $= \dfrac{1}{\dfrac{1}{j\,\omega\,L} + j\,\omega\,C} = \dfrac{j\,\omega\,L}{1 - \omega^2 L C}$.

Queste reattanze, posto $j\,\omega = \lambda$ sono della forma

$$\lambda L \quad ; \quad \frac{1}{\lambda C} \quad ; \quad \frac{1 + \lambda^2 L C}{\lambda C} \quad ; \quad \frac{\lambda L}{1 + \lambda^2 L C}$$

che abbiamo già incontrato nella specie più generale al n° 275. La rappresentazione grafica di una reattanza è interessante per la risoluzione del problema che stiamo esaminando. Le figg. 705, 706, 707, 708 dànno l'andamento di queste funzioni, al crescere di λ (cioè della frequenza). Si avverte che la fig. 708 riporta la

curva di $-\dfrac{\lambda L}{1+\lambda^2 LC}$, cioè la curva di reattanza del circuito antirisonante, con segno negativo. Ciò perchè sia più facile la composizione grafica di tale curva con le altre, come vien fatto più avanti.

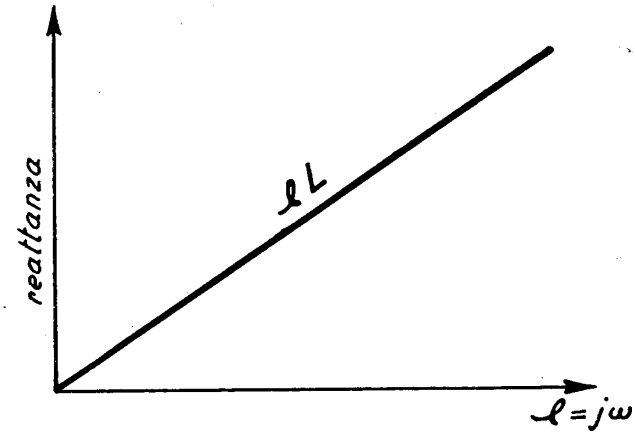


Fig. 705 – Curva di reattanza di una induttanza L.

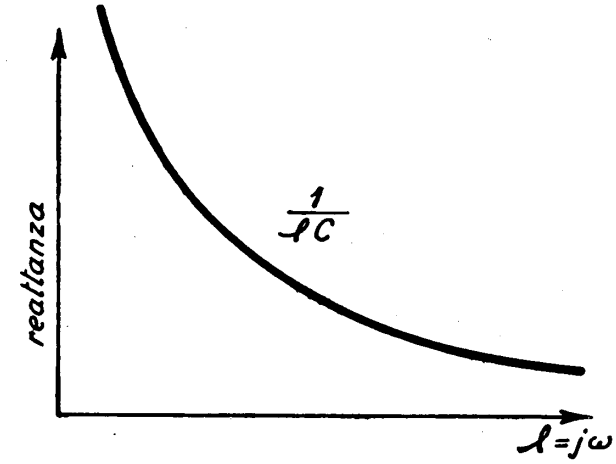


Fig. 706 – Curva di reattanza di una capacità C.

Ora, dalla condizione per la Z. T. (277-6):

$$-1 < \frac{\mathbf{Z}_1}{4\,\mathbf{Z}_2} < 0$$

si trae (considerando i valori assoluti):

$$|\,\mathbf{Z}_1\,| < |\,4\,\mathbf{Z}_2\,| \qquad (280\text{-}1)$$

la quale ci dice semplicemente che nei diagrammi, *le Z. T. sono caratterizzate dal*

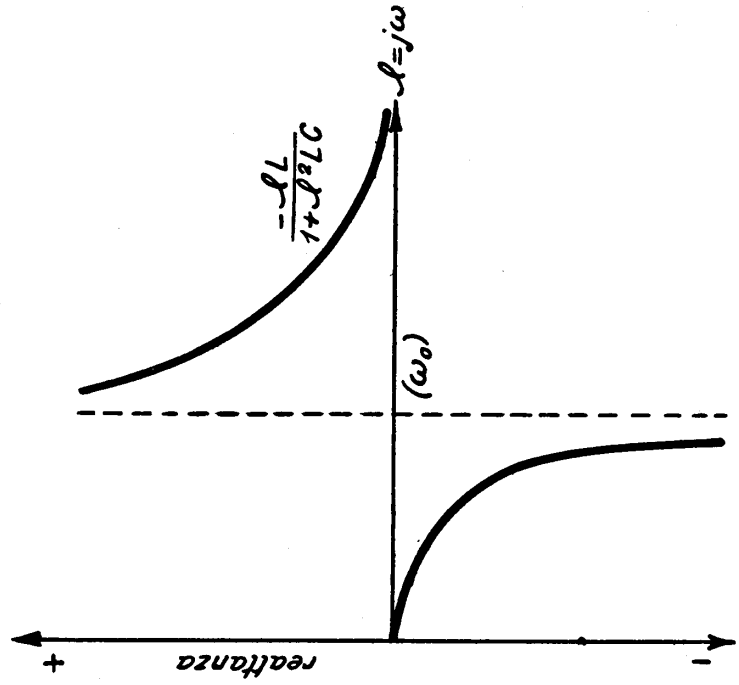


Fig. 708 – Curva di reattanza di un circuito antirisonante (L, C).

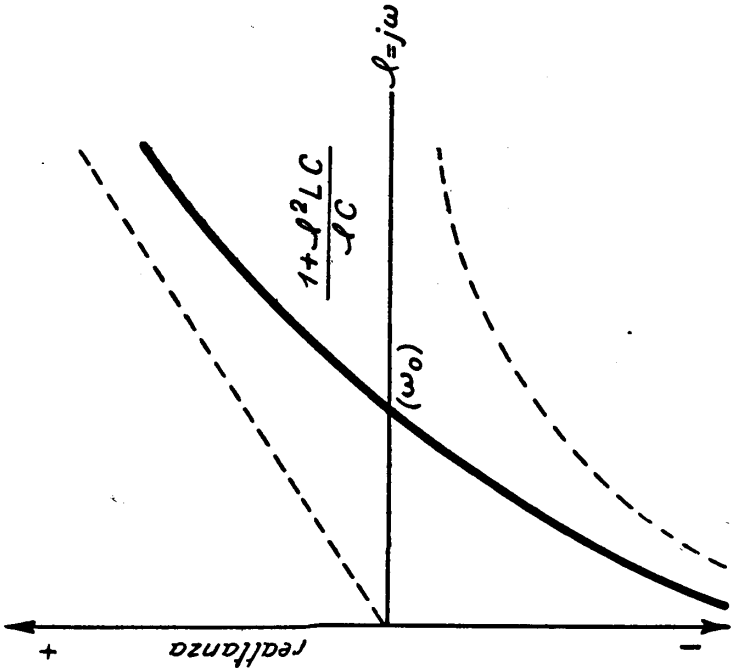


Fig. 707 – Curva di reattanza di un circuito risonante (L, C).

fatto che nel tratto dell'asse delle λ *che ad esse corrisponde, la curva* $4\,\mathbf{Z}_2$ *risulta costantemente soprastante (in valore assoluto) alla curva* $\mathbf{Z}_1$, *od in altri termini,* $\mathbf{Z}_1$ *risulta compreso fra* $4\,\mathbf{Z}_2$ *e l'asse delle* λ.

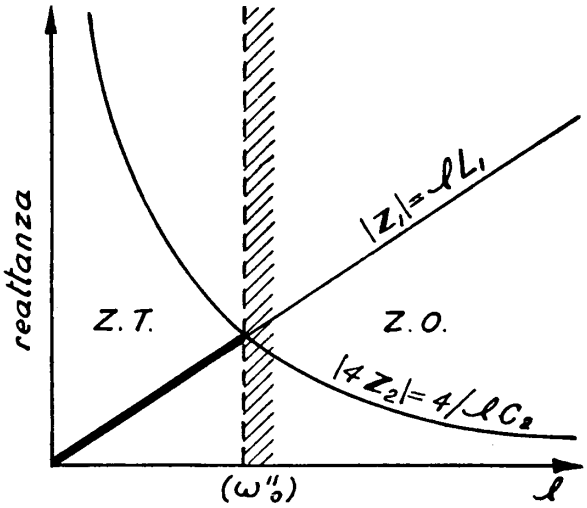


Fig. 709 – Curve di reattanza di una cellula P. B.

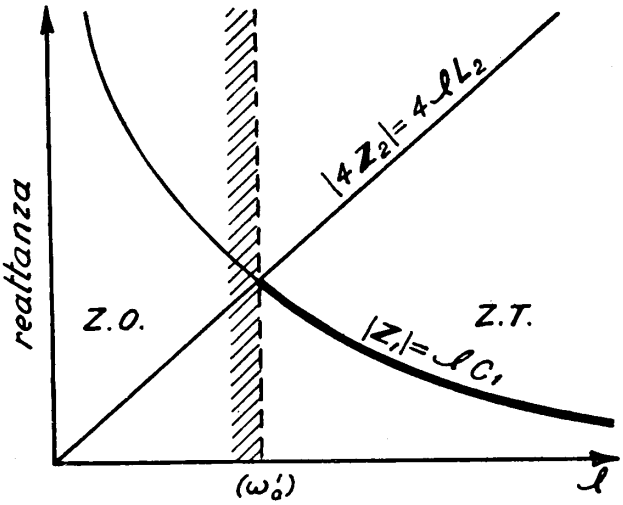


Fig. 710 – Curve di reattanza di una cellula P. A.

Pertanto, data la cellula e ricavate le curve di $\mathbf{Z}_1$ e $4\,\mathbf{Z}_2$ (nella stessa scala), dalla loro sovrapposizione è facile determinare le frequenze frontiera e la posizione della Z. T. Ciò viene mostrato per i quattro tipi semplici P. B., P. A., P. BD., E. BD. dalle figg. 709, 710, 711, 712.

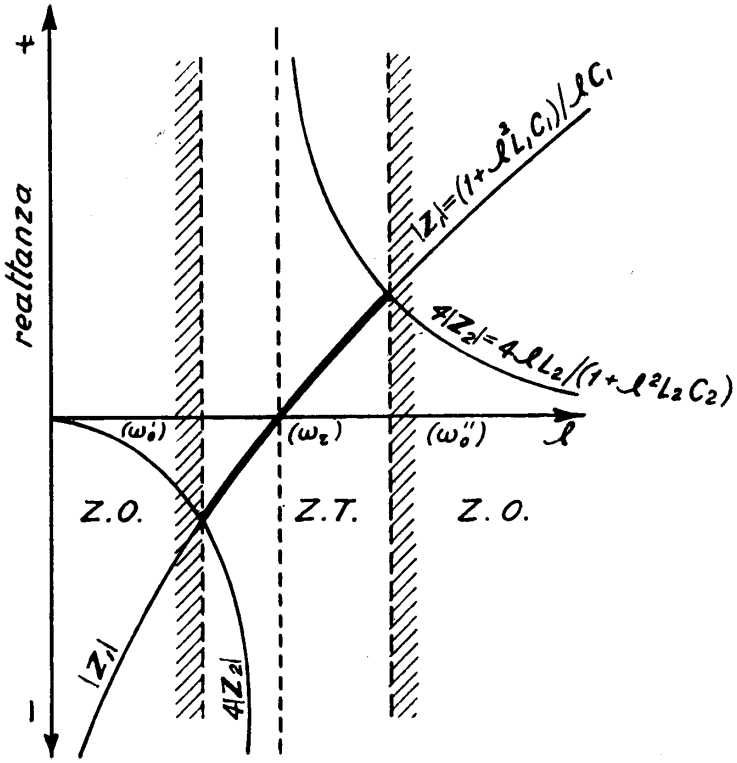


Fig. 711 – Curve di reattanza di una cellula P. BD.

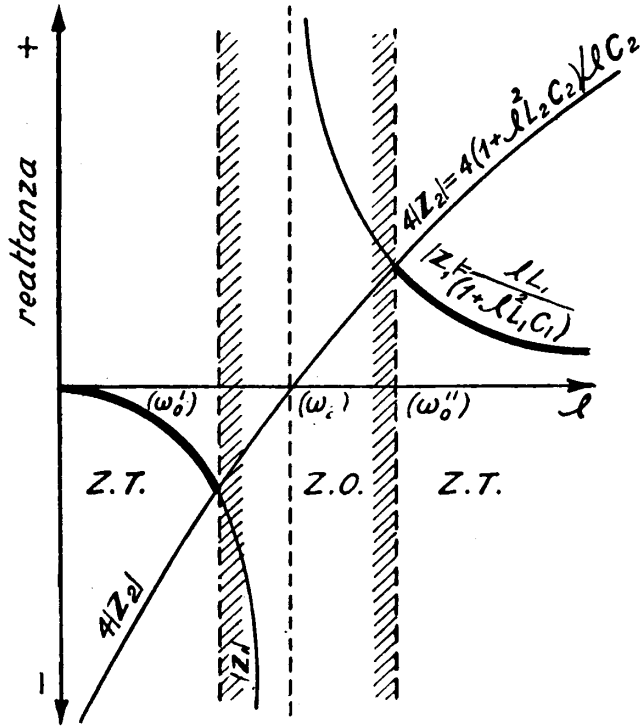


Fig. 712 – Curve di reattanza di una cellula E. BD.

Per quanto si riferisce all'attenuazione, ci dobbiamo valere della formula (pag. 571) che dà l'esponente di trasduzione del quadripolo simmetrico:

$$\Theta = \log_e (\mathbf{A} + \sqrt{\mathbf{A}^2 - 1}) ,$$

formula che diventa di uso particolarmente comodo e semplice, se, servendoci delle funzioni iperboliche, la scriviamo:

$$\cosh \Theta = \mathbf{A} .$$

Calcolato infatti il valore di **A** per il tipo di cellula in istudio con le formule (nelle quali ci sono note le **Z**):

$$\mathbf{A}_{(T)} = \frac{\mathbf{Z}_1 + 2\,\mathbf{Z}_2}{2\,\mathbf{Z}_2} = 1 + \frac{\mathbf{Z}_1}{2\,\mathbf{Z}_2} \qquad (212\text{-}2)$$

$$\mathbf{A}_{(\pi)} = \frac{\mathbf{Z}_a + 2\,\mathbf{Z}_b}{2\,\mathbf{Z}_b} = 1 + \frac{\mathbf{Z}_a}{2\,\mathbf{Z}_b} \qquad (212\text{-}3)$$

separiamo la parte reale, la quale risulta una funzione A (ω) di ω. Per una serie di frequenze opportunamente scelte nella Z. O. determiniamo, allora, i corrispondenti valori numerici di A dai quali, mediante una tabella dei valori di cosh [1] passiamo alle attenuazioni β. Si ottiene così la curva attenuazione-frequenza per una cellula. Se si ha a che fare con un filtro composto di più cellule, dall'insieme delle curve determinate per ciascun elemento si ricava, sommando le ordinate relative alla medesima frequenza, la curva di attenuazione risultante.

Naturalmente questa curva di attenuazione teorica differisce da quella che può essere rilevata sperimentalmente, perchè nel calcolo (come è stato accennato in principio del paragrafo) non si è tenuto conto delle perdite negli elementi che compongono il filtro (resistenza degli avvolgimenti, perdite nei nuclei delle bobine e negli isolanti).

281. Calcolo di un filtro a scala composto. — A completare i concetti esposti nei numeri precedenti pensiamo possa giovare l'esempio pratico del calcolo di un filtro ed a tale scopo scegliamo il seguente problema:

Si debba costruire un complesso di 3 filtri, detto « filtro di sorpasso » costituito, come nella fig. 713, di due P. B. e di un P. A. Questo complesso ha lo scopo (come vedremo in seguito: n° 289 *c-d*) di permettere all'insieme dei canali in a. f. trasmessi su di una linea, di superare una centrale intermedia alla quale, invece, fanno capo i circuiti vocali. È il problema che si presenta quando per sostegno di canali in a. f. si impiegano due circuiti da collegarsi in serie. Come frontiera assumiamo 3 kHz; la resistenza di linea, alla quale dobbiamo uguagliare **Z**, sia 600 ohm reali.

Il calcolo allora procede così:

A) *Cellula prototipo del P. B.*:

a) Schema della fig. 702 *a*.

[1] Riportata dal manuale Colombo, nelle prime pagine del libro.

b) Formule (278-9):

$$L_1 = \frac{Z}{\pi f_0''} \quad ; \quad C_2 = \frac{1}{\pi f_0'' Z}$$

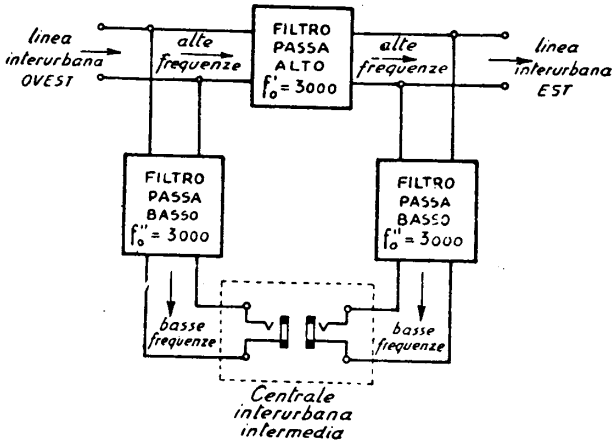


Fig. 713 – Schema di un complesso di filtri di linea.

c) Valori degli elementi:

$$L_1 = 63{,}6 \times 10^{-3} \text{ henry}$$
$$C_2 = 0{,}177 \times 10^{-6} \text{ farad.}$$

d) Cellula a T: come in fig. 714 *a* dove L_1 è stata divisa in 2 parti.
e) Cellula simmetrica: come in fig. 714 *b* dove L_1 è stata divisa in 4 parti.

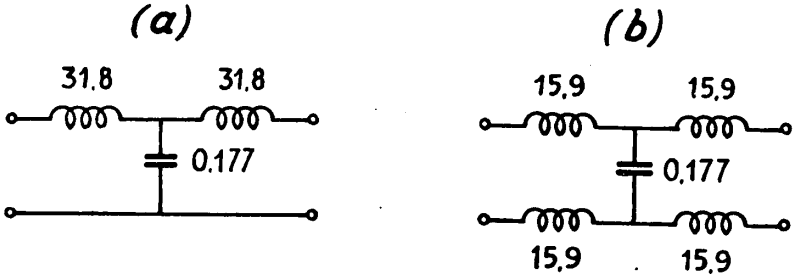


Fig. 714 – Costruzione della cellula prototipo di un P. B.

B) *Cellula m-derivata P. B. con* $m = 0{,}6$ $(a = 1{,}25)$:

a) Schema della fig. 702 *c*.
b) Formule (279-3):

$$L_1' = 0{,}6\, L_1 \quad ; \quad C_2' = 0{,}6\, L_1 \quad ; \quad L_2' = 0{,}253\, L_1 \,.$$

c) Valori degli elementi:

$$L_1' = 38 \times 10^{-3}\ \text{H} \quad ; \quad C_2' = 0{,}106 \times 10^{-6}\ \text{F} \quad ; \quad L_2' = 17 \times 10^{-3}\ \text{H}.$$

d) Cellula a T: come in fig. 715 *a*, nella quale L_1' è stata divisa in due parti.

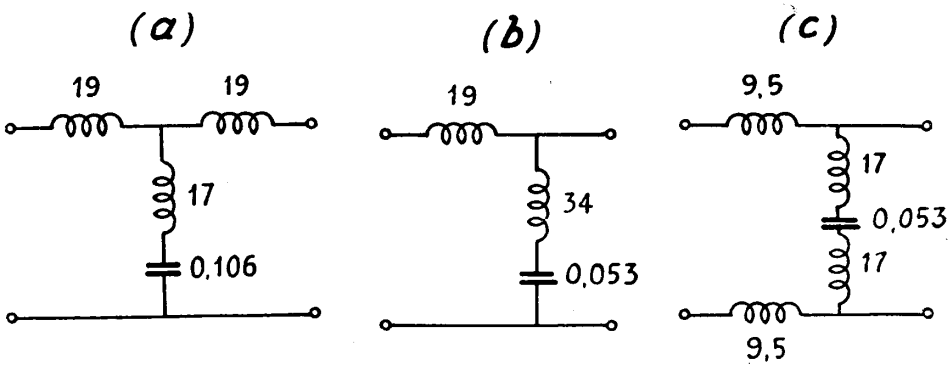


Fig. 715 – Costruzione della cellula terminale di un P. B.

e) Mezza cellula terminale: come in fig. 715 *b*; le due mezze cellule vengono collocate alle due estremità della catena per renderla simmetrica; l'impedenza $\mathbf{Z}_2$ è raddoppiata (l'ammettenza, cioè, è stata divisa a metà).

f) Mezza cellula terminale resa simmetrica: come in fig. 715 *c* dove L_1' è stata divisa in 4 parti.

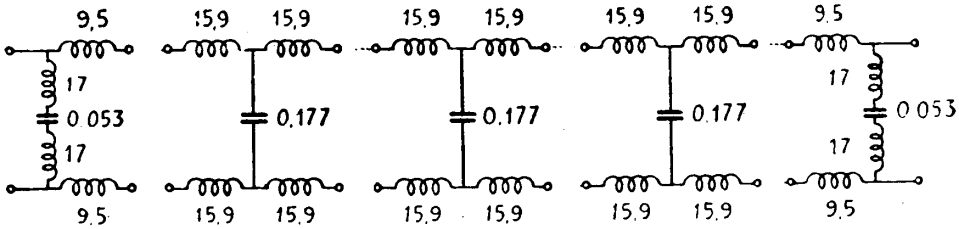


Fig. 716 – Filtro composto P. B. a 3 cellule più 2 mezze cellule terminali.

C) *Filtro P. B. a scala composto.* — Nell'ipotesi che siano sufficienti 3 cellule semplici ed una *m*-derivata (divisa in 2 metà) il filtro risulta come è indicato in fig. 716. In fig. 717 gli elementi contigui sono stati riuniti in uno solo, ottenendo in definitiva, per il filtro composto di quattro cellule, un fabbisogno complessivo di 12 induttanze e di 5 capacità.

Una riduzione del valore delle induttanze si può ottenere utilizzando la mutua induzione. Infatti, se si avvolgono su di un unico nucleo toroidale le due induttanze uguali dei due bracci orizzontali di ogni cellula si ottiene che l'induttanza

di ciascuna è uguale alla autoinduzione più la mutua induzione:

$$L' = L + M\,;$$

e poichè si possono considerare nulle le perdite (se si realizza il toro con particolare cura ed usando buon materiale) è approssimativamente:

$$M \cong \sqrt{L \times L} = L\,,$$

cioè

$$L' = 2\,L\,.$$

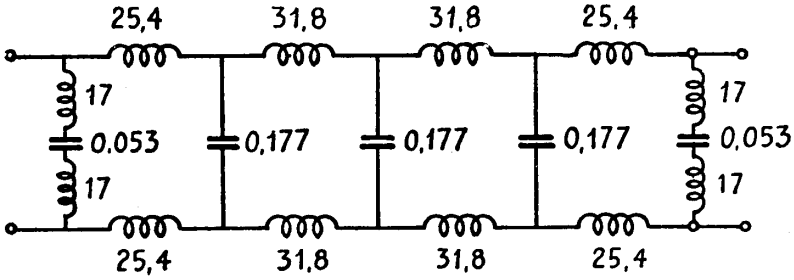


Fig. 717 – Filtro composto P. B. risultante.

In definitiva, adoperando bobine doppie su nucleo toroidale, il filtro risulta quello della fig. 718, dove i valori delle singole induttanze sono stati divisi a metà.

Questa realizzazione è anche vantaggiosa perchè limita gli effetti della diafonia fra filtri disposti vicini sulla stessa apparecchiatura, e perciò viene correntemente impiegata.

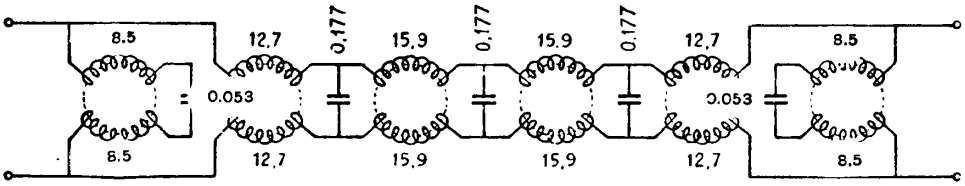


Fig. 718 – Filtro P. B. con induttanze a nucleo toroidale.

D) *Verifica della curva attenuazione-frequenza del P. B.*:

a) Cellula prototipo fig. 714 *a*: formula (212-2):

$$\mathbf{Z}_1 = j\,\omega\,63{,}6 \cdot 10^{-3}$$

$$2\,\mathbf{Z}_2 = \frac{1}{j\,\omega\,0{,}088 \cdot 10^{-6}}$$

$$A = 1 - \omega^2 \cdot 5{,}6 \cdot 10^{-9} = 1 - (222 \cdot 10^{-9})\,f^2.$$

Dando ad f valori opportuni, si può determinare una scala di valori di A e, con le tavole delle funzioni iperboliche, una corrispondente scala dei valori di β:

$f = 3000$	;	$A = -1$	;	$\beta = 0$
$f = 4000$	;	$A = -2{,}5$	;	$\beta = 1{,}65$
$f = 5000$	;	$A = -4{,}5$	;	$\beta = 2{,}2$
$f = 6400$	;	$A = -8$	;	$\beta = 2{,}8$
$f = 10.000$	;	$A = -55$	;	$\beta = 4{,}75$

(e così via per tutte le f che interessano).

b) Cellula *m*-derivata fig. 715 *a*: formula (212-2):

$$\mathbf{Z}_1 = j\,\omega \cdot 38 \cdot 10^{-3}$$

$$\mathbf{Z}_2 = j\left(\omega \cdot 17 \cdot 10^{-3} - \frac{1}{\omega \cdot 0{,}106 \cdot 10^{-6}}\right)$$

$$2\,\mathbf{Z}_2 = 2\,j\left(\frac{\omega^2 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-9} - 1}{\omega \cdot 0{,}106 \cdot 10^{-6}}\right)$$

$$A = 1 + \frac{2{,}01}{1{,}8 - \dfrac{10^9}{\omega^2}} = 1 + \frac{2{,}01}{1{,}8 - \dfrac{0{,}025}{f}\,10^9}.$$

Da cui, per gli stessi valori di f sopra calcolati:

$f = 3000$	;	$A = -1{,}05$	;	$\beta = 0{,}32$
$f = 4000$	;	$A = 11{,}05$	;	$\beta = 3{,}1$
$f = 5000$	;	$A = 3{,}9$	;	$\beta = 2$
$f = 6400$	;	$A = 2{,}71$	;	$\beta = 1{,}7$
$f = 10.000$	;	$A = 2{,}3$	;	$\beta = 1{,}5$

c) Attenuazione totale del filtro:

$f = 3000$	:	$3 \times 0 + 0{,}32$	$= 0{,}32$	neper
$f = 4000$	:	$3 \times 1{,}65 + 3{,}1$	$= 8{,}05$	»
$f = 5000$	:	$3 \times 2{,}2 + 2$	$= 8{,}6$	»
$f = 6400$	:	$3 \times 2{,}8 + 1{,}7$	$= 10{,}1$	»
$f = 10.000$	:	$3 \times 4{,}75 + 1{,}5$	$= 15{,}75$	»

(Naturalmente occorrerà calcolare un numero di punti maggiore, per ottenere l'andamento della curva con qualche dettaglio).

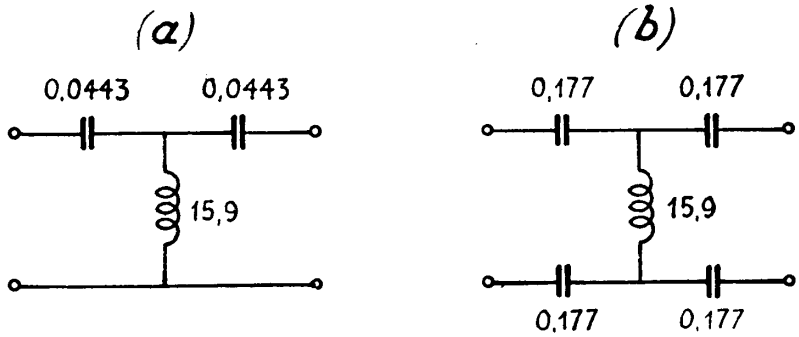


Fig. 719 – Costruzione della cellula prototipo di un P. A.

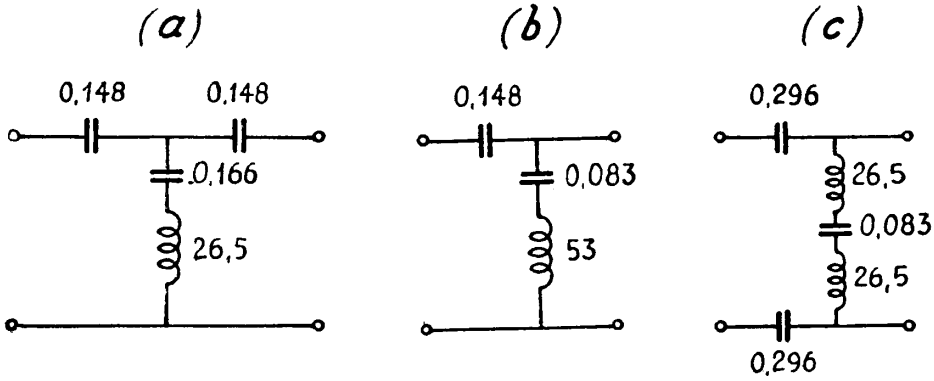


Fig. 720 – Costruzione della cellula terminale di un P. A.

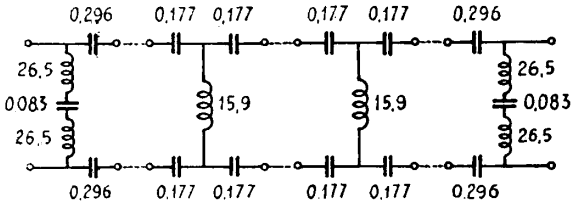


Fig. 721 – Filtro composto P. A. a 2 cellule più 2 mezze cellule terminali.

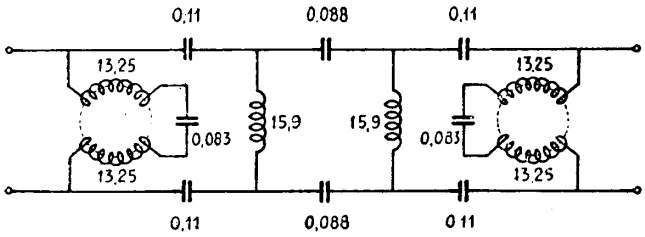


Fig. 722 – Filtro P. A. risultante.

E) *Filtro P. A. composto.* — Non stiamo a ripetere i calcoli, che procedono esattamente come per il P. B. I risultati sono:

a) Cellula prototipo del P. A.: come in fig. 719 *a*.
b) Cellula prototipo resa simmetrica: fig. 719 *b*.

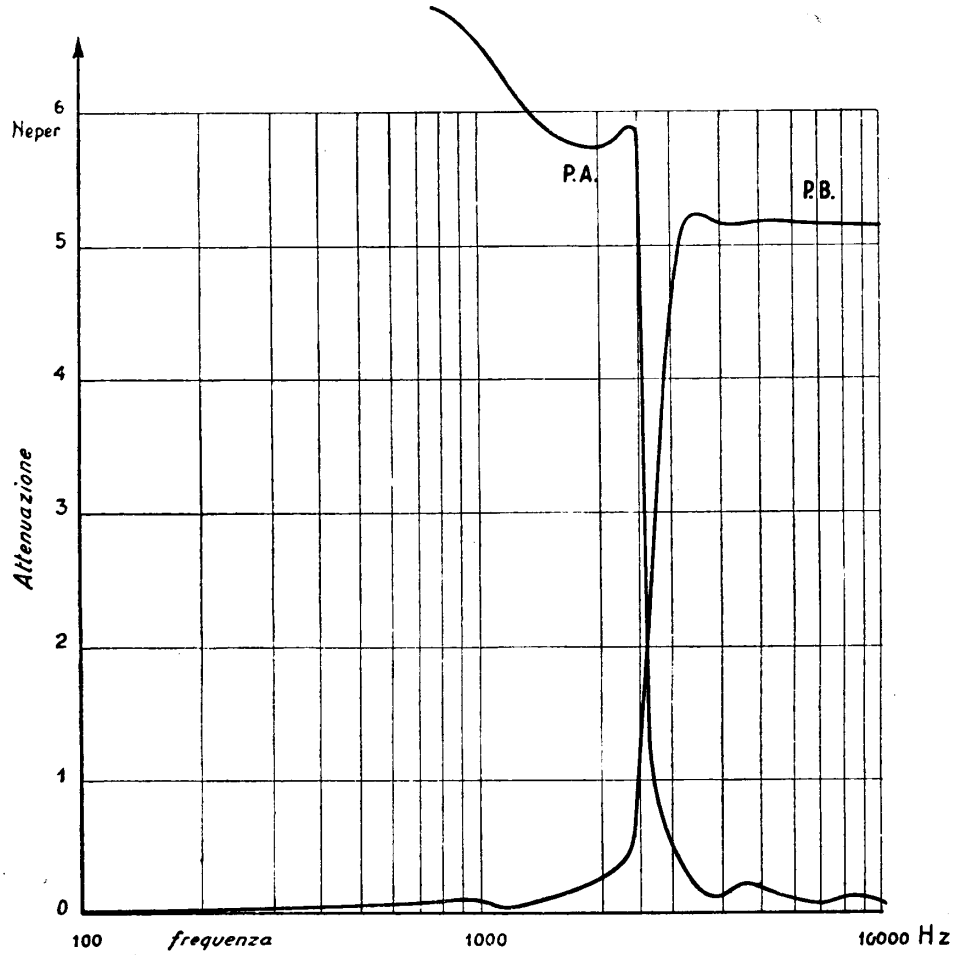


Fig. 723 - Curve di attenuazione misurate sui filtri P. B. e P. A. delle figg. 718 e 722.

c) Cellula *m*-derivata ($m = 0{,}6$), formule 279-4: come in fig. 720 *a*.
d) Mezza cellula terminale: fig. 720 *b*.
e) Mezza cellula terminale resa simmetrica: fig. 720 *c*.
f) Filtro composto, con 2 mezze cellule terminali e 2 cellule centrali: fig. 721.

g) Filtro composto definitivo, con gli elementi contigui raggruppati in uno: fig. 722.

Occorrono 8 condensatori, 2 bobine semplici e due doppie bobine.

F) Sul complesso finito sono state eseguite misure di attenuazione-frequenza. I risultati sono riportati in fig. 723 la quale dà una conferma della rispondenza dei filtri allo scopo per cui sono stati calcolati.

II. Modulazione e demodulazione.

282. Principio della modulazione. — Non è facile dare un paragone fisico del processo di modulazione, che permetta di farsi un'idea intuitiva di esso. Cercheremo perciò di renderlo intelligibile per la via comunemente seguìta, che è quella matematica, ma nella maniera più elementare.

Sappiamo che mediante la modulazione si vuole operare *una sostituzione* delle frequenze della voce (banda che è largamente compresa per gli usi telefonici fra zero e 4 kilohertz) con frequenze più alte: la sostituzione deve far corrispondere ad ogni componente vocale una vibrazione della banda in alta frequenza, in modo che in questa le singole frequenze compaiano negli stessi rapporti di posizione e ampiezza che avevano in origine.

L'organo che compie questa operazione si chiama *modulatore* e può trovare, come vedremo, differenti realizzazioni pratiche nell'applicazione telefonica.

Cominciamo col ricordare (n° 210) che un quadripolo *è lineare* quando ad ogni grandezza elettrica sinusoidale pura applicata all'entrata, corrisponde ai morsetti di uscita una analoga grandezza sinusoidale; in caso contrario (n° 223) *la forma* della sinusoide appare alterata e ciò equivale, come sappiamo, alla introduzione di frequenze armoniche della fondamentale (analisi di Fourier). Finora abbiamo incontrato quadripoli (attenuatori, traslatori, filtri, linee omogenee e pupinizzate, amplificatori) nella costruzione dei quali ogni cura è indirizzata ad ottenerne la linearità. Il termine *linearità* deriva dalla rappresentazione, mediante un diagramma, del funzionamento di un quadripolo; le linee caratteristiche che si ottengono sono, infatti, delle rette, se il funzionamento avviene entro determinati limiti (di ampiezza delle tensioni, delle correnti) dipendenti dal tipo di quadripolo che si considera.

Ricordiamo, per es., le curve caratteristiche di un triodo (n° 246). La caratteristica dinamica *corrente di placca-tensione di griglia* (fig. 612) ha un tratto diritto, fra i punti *1* e *2*; il funzionamento del triodo è perciò lineare per le tensioni e correnti che si mantengono entro i limiti determinati dal tratto in parola. L'equazione che esprime tale funzionamento è della forma (n° 247)

$$\mathbf{I}_2 = \frac{\mu}{\rho + \mathbf{Z}} \cdot \mathbf{V}_g \qquad (282\text{-}1)$$

che, considerando ρ, μ e $\mathbf{Z}$ come costanti, è l'equazione di una retta.

La caratteristica ha però delle parti, adiacenti a quella diritta, in cui *si incurva*. Quando le grandezze in gioco escono dai limiti sopraddetti, non si può più parlare di linearità, e l'equazione che esprime il funzionamento in questo tratto non è più di primo grado. Ora, la geometria analitica insegna che una curva continua può esprimersi mediante la sovrapposizione di termini costituenti una *serie di potenze* della variabile. Estendendo l'equazione precedente alle parti curve della caratteristica, si avrà (entro limiti più ampi di quelli fissati per la parte rettilinea):

$$\mathbf{I}_a = a\,\mathbf{V}_g + b\,\mathbf{V}_g^2 + c\,\mathbf{V}_g^3 + \dots \qquad (282\text{-}2)$$

con a, b, c, ... coefficienti fisici dipendenti dal tipo di valvola e dal circuito. Limitandosi al 1° termine del 2° membro si ricade (con a costante) nella (282-1); il 2° termine rappresenta una parabola; e così via. La parte curva della caratteristica immediatamente adiacente a quella rettilinea può, con sufficiente approssimazione, assimilarsi ad un arco di parabola; per cui, entro i nuovi limiti, la equazione della curva caratteristica ($\mathbf{I}_a$-$\mathbf{V}_g$) di un triodo, diviene:

$$\mathbf{I}_a = a\,\mathbf{V}_g + b\,\mathbf{V}_g^2 \qquad (282\text{-}3)$$

nella quale a, b, sono costanti, dipendenti dalla costruzione del triodo e dal circuito esterno ad esso associato, anch'esse determinate entro i limiti assegnati alle variazioni di $\mathbf{V}_g$ ed $\mathbf{I}_a$.

Altri esempi si possono indicare, di quadripoli a funzionamento non lineare: un traslatore nel quale il nucleo sia portato a condizioni prossime alla saturazione magnetica ha una caratteristica *corrente magnetizzante-flusso*, non rettilinea (vedi quanto detto al n° 223); un elemento bimetallico ad ossido di rame o di selenio, di quelli comunemente impiegati come raddrizzatori, ha anch'esso una caratteristica *tensione-corrente* che, in certi punti, differisce notevolmente dalla retta.

In tutti questi casi si può rilevare, come abbiamo detto, che ad una grandezza elettrica sinusoidale applicata ai morsetti di entrata *non* corrisponde una grandezza elettrica ugualmente sinusoidale ai morsetti di uscita. Nella fig. 724 ciò è rappresentato in un diagramma nel quale non è determinata la specie della grandezza all'entrata (asse delle x) e quella della grandezza all'uscita (asse delle y)

È appunto questa *non-linearità* che viene sfruttata nei modulatori del tipo « a modulazione di ampiezza », tipo esclusivamente impiegato finora nella telefonia in alta frequenza.

Orbene, quando un quadripolo è lineare, due grandezze elettriche sinusoidali della stessa specie applicate contemporaneamente ai morsetti di entrata, dànno evidentemente luogo, in quelli di uscita, a due analoghe grandezze anch'esse sinusoidali. Quando invece il quadripolo presenta una caratteristica curvilinea come quella della fig. 724, cosa si trova ai morsetti di uscita? L'analisi armonica di ciò che si presenta all'uscita, eseguita sulla curva ottenuta, ad esempio, con un oscillografo, permette di rilevare: 1) due grandezze elettriche *deformate*, composte cia-

scuna della fondamentale e delle relative armoniche, di frequenza multipla delle fondamentali; 2) in aggiunta a queste (ecco il fatto nuovo) delle frequenze che derivano dalla *combinazione* di quelle fondamentali e delle loro armoniche.

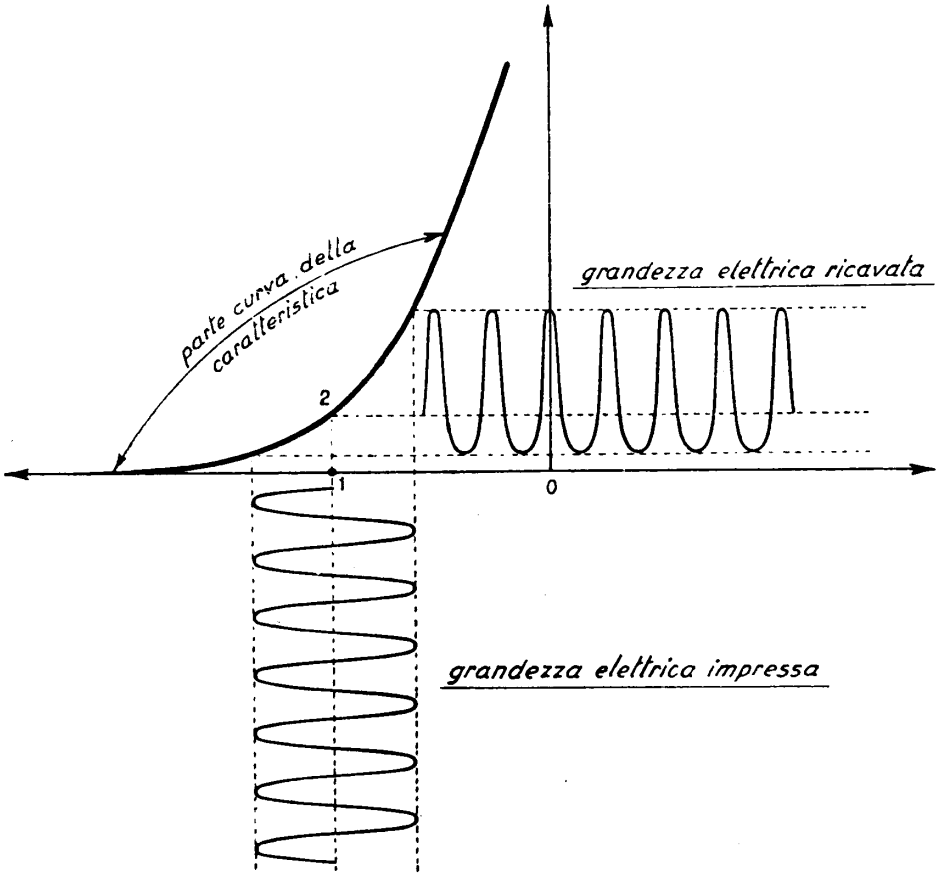


Fig. 724 – Deformazione prodotta da un quadripolo a caratteristica non lineare.

Si può, in termini pedestri, dire che nel traversare un quadripolo a caratteristica lineare, le singole vibrazioni rimangono indipendenti, conservando una individualità che si ritrova all'uscita; mentre in un sistema non lineare la curvatura della caratteristica costringe le grandezze impresse a reagire l'una sull'altra, talchè all'uscita compaiono le vibrazioni originarie, le vibrazioni multiple di esse che traggono origine dalla distorsione, ed infine *delle vibrazioni di combinazione.*

Per via matematica quanto precede si dimostra molto agevolmente, riferendosi a titolo di esempio, al triodo impiegato come modulatore.

Sia la curva caratteristica rappresentata dall'equazione di 2° grado (282-3). Predisponiamo un circuito come quello schematico della fig. 725, nel quale i morsetti d'entrata sono quattro in modo che si possano applicare separatamente e contemporaneamente le due tensioni $\mathbf{E}_1$ ed $\mathbf{E}_2$. La batteria di griglia serve a dare una tensione base (corrispondente al valore *o-1* della fig. 724) tale da portare il funzionamento della valvola nel punto centrale della parte curva della caratteristica (punto *2*). Il valore istantaneo della componente alternativa applicata fra filamento e griglia risulta allora:

$$v_g = E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t \, ; \tag{282-4}$$

e poichè l'equazione (282-3), scritta per i valori istantanei, dà:

$$i_a = a\, v_g + b\, v_g^2 \, , \tag{282-5}$$

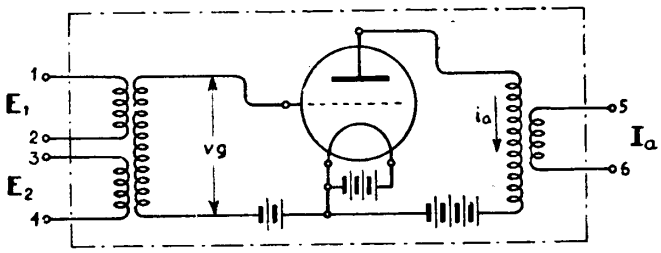


Fig. 725 – Schema di principio di un triodo impiegato come modulatore.

sostituendo l'espressione (282-4) si ottiene:

$$\begin{aligned} i_a &= a\,(E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t) + b\,(E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t)^2 \\ &= a\, E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + a\, E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t + b\, E_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega_1 t + b\, E_2^2 \operatorname{sen}^2 \omega_2 t + \\ &\qquad + 2\, b\, E_1 E_2 \operatorname{sen} \omega_1 t \operatorname{sen} \omega_2 t \, . \end{aligned} \tag{282-6}$$

Gli ultimi tre termini di quest'espressione sono di 2° grado, e la trigonometria ci dà modo di scomporli in termini di 1° grado. Infatti ricordiamo che, per argomenti α e β qualunque:

$$\operatorname{sen}^2 \alpha = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\,\alpha \right)$$

e

$$\operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta)$$

e, applicando alla (282-6), troviamo:

$$i_a = a\,E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + a\,E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{1}{2}\,b\,E_1^2 - \frac{1}{2}\,b\,E_1^2 \cos 2\,\omega_1 t + \frac{1}{2}\,b\,E_2^2 -$$

$$- \frac{1}{2}\,b\,E_2^2 \cos 2\,\omega_2 t + b\,E_1\,E_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)\,t - b\,E_1\,E_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)\,t\,, \qquad (282\text{-}7)$$

espressione nella quale appaiono isolati tutti i termini componenti la corrente istantanea nel circuito di placca.

1° e 2° termine: dànno le componenti $a\,E_1$ ed $a\,E_2$ a frequenza fondamentale: $f_1 = \frac{\omega_1}{2\,\pi}$ ed $f_2 = \frac{\omega_2}{2\,\pi}$ di ampiezza amplificata secondo il fattore a.

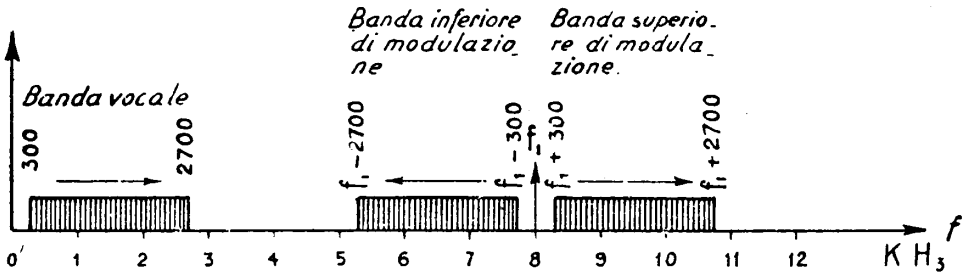


Fig. 726 – Bande prodotte con la modulazione della banda vocale.

3° e 5° termine: sono componenti a corrente continua, che non appaiono ai morsetti secondari del traslatore di uscita.

4° e 6° termine: sono le armoniche di frequenza $2\,f_1$ e $2\,f_2$ rispettivamente, ed indicano la deformazione delle fondamentali causata dalla curvatura della caratteristica.

7° termine: ha la frequenza $(f_1 - f_2)$, ed insieme all'

8° termine: che ha la frequenza $(f_1 + f_2)$, rappresenta il risultato della combinazione delle due fondamentali.

Sono questo 7° ed 8° termine dello sviluppo di i_a che costituiscono la parte utile agli effetti della modulazione. Infatti sia $\mathbf{E}_2$ la tensione proveniente dalla linea di abbonato e rappresenti una qualunque delle componenti della banda vocale, ed $\mathbf{E}_1$ una tensione sinusoidale di frequenza determinata che prende il nome di *frequenza vettrice* o *portante*. Ogni f_2 della banda vocale, combinandosi con f_1 darà luogo ad un doppio prodotto di modulazione $(f_1 - f_2)$ ed $(f_1 + f_2)$; se la trasmissione comprende le frequenze vocali fra 300 e 2700 Hz, dopo la modulazione appaiono le frequenze comprese fra $(f_1 - 2700)$ ed $(f_1 + 2700)$, come è indicato

nel diagramma di fig. 726. Si osservi che nella banda fra ($f_1 - 2700$) ed ($f_1 - 300$), o *banda inferiore di modulazione*, che risulta per differenza fra la portante e le basse frequenze, le frequenze corrispondenti a quelle della banda vocale sono disposte in ordine inverso o speculare: alle più basse della banda vocale corrispondono le più alte della banda modulata inferiore e viceversa. Invece nella *banda superiore di modulazione* (fra $f_1 + 300$ ed $f_1 + 2700$) le frequenze appaiono nello stesso ordine che nella banda vocale. In altri termini, la banda inferiore risulta invertita, e le due bande sono simmetriche rispetto alla portante.

Per arrivare a questo risultato siamo partiti dall'equazione (282-5), che limita lo sviluppo al termine di 2° grado (e cioè assimila la parte curva della caratteristica ad un arco di parabola). Se avessimo tenuto conto dei termini successivi, avremmo visto comparire nello sviluppo (282-7) altre componenti, fra cui le armoniche successive di f_1 ed f_2, nonchè i prodotti di combinazione fra fondamentali, armoniche e portante. *L'ampiezza di tali termini è peraltro rapidamente decrescente e tanto minore quanto più l'ampiezza della frequenza portante f_1 è grande rispetto a quella della frequenza modulante f_2*; inoltre la loro presenza viene eliminata, come vedremo, dai filtri che limitano la parte trasmessa ai soli termini che interessano, e cioè ad una od entrambe le bande di modulazione ($f_1 - f_2$) ed ($f_1 + f_2$) ed, eventualmente, alla frequenza portante f_1.

Il concetto di modulazione può ancora chiarirsi se ci si riporta al ben noto fenomeno dei battimenti. Prendiamo, infatti, due frequenze F_1 ed F_2 la cui differenza sia molto piccola. Dalla loro sovrapposizione nasce un *battimento*, perchè in tutti gli istanti in cui i due vettori sono in fase essi si sommano, negli istanti in cui sono in opposizione essi si sottraggono, e negli altri istanti si compongono geometricamente (secondo la regola del parallelogramma), dando come risultante un vettore la cui ampiezza è compresa fra la somma e la differenza delle due ampiezze. Orbene, quando F_1 ed F_2 sono uguali, la frequenza del battimento è zero e cresce gradatamente man mano che la differenza ($F_1 - F_2$) aumenta (il che si può ottenere, p. es., tenendo fissa F_2 e facendo crescere la frequenza F_1). Quando la differenza ($F_1 - F_2$), cioè la frequenza del battimento, crescendo, raggiunge il valore della frequenza minore F_2, il fenomeno dei battimenti perde ogni significato.

Consideriamo adesso la frequenza portante f_1 e le due frequenze ($f_1 - f_2$) ed ($f_1 + f_2$) ottenute modulando f_1 con una f_2 di frequenza minore. Tenendo fissa la portante f_1, possiamo far variare la modulante f_2: quando è $f_2 = 0$ (corrente continua), non vi è modulazione; crescendo f_2, le due frequenze ($f_1 - f_2$) ed ($f_1 + f_2$) si vanno allontanando da f_1, la prima per valori decrescenti, la seconda per valori crescenti. Si ha modulazione fin tanto che f_2 non raggiunge il valore f_1, perchè allora $f_1 - f_2 = 0$, e col crescere ulteriore di f_2 il fenomeno della modulazione perde ogni significato.

Battimenti e modulazione si presentano, così, come due fenomeni in certo modo corrispondenti: nel primo si opera la *somma* di due vettori di frequenza *molto vicina*, ed i limiti del fenomeno sono segnati dalla variazione della frequenza ($F_1 - F_2$) del *battimento*, fra *zero* e la frequenza F_2 che si mantiene fissa; nel secondo si opera il *prodotto* di due vettori, di frequenza *molto lontana*, ed i limiti del fenomeno

sono segnati dalla variazione della *frequenza modulata inferiore* ($f_1 - f_2$), fra *zero* e la portante f_1. Nel caso dei battimenti il fenomeno è tanto più netto quanto *più piccola* è la differenza $F_1 - F_2$; nel caso della modulazione, analogamente, il fenomeno è tanto più netto quanto *più grande* è la differenza $f_1 - f_2$. Discende da ciò che *la frequenza della portante deve essere tenuta sempre alquanto elevata rispetto alle frequenze della banda modulante.*

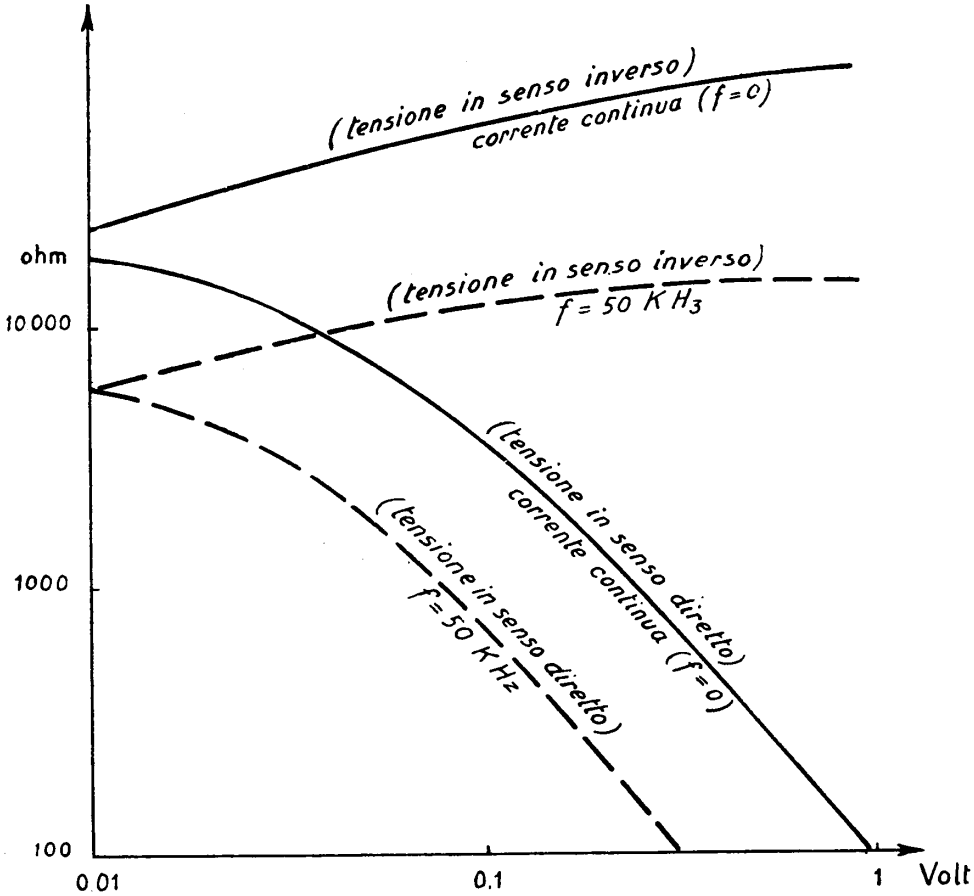


Fig. 727 - Caratteristiche resistenza-tensione di un elemento rettificatore metallico ad ossido di rame.

L'esempio che ci è servito per esporre il processo di modulazione, cioè la modulazione di ampiezza per curvatura della caratteristica ($\mathbf{I}_a$-$\mathbf{V}_g$) di un triodo, può servire di traccia per analizzare la modulazione di ampiezza realizzata mediante la curvatura della caratteristica di altri tipi di modulatori, per esempio quelli ad ossido che hanno trovato larga applicazione nelle apparecchiature di costruzione più recente.

Non possiamo però, per non uscire dai limiti, ripetere tale analisi. Riportiamo solo, a titolo di esempio, l'andamento delle caratteristiche *resistenza-tensione* di un elemento rettificatore ad ossido di rame (fig. 727), nel caso di tensione continua (curva a tratto intero) ed in quello di una tensione della frequenza di 50 kHz (curva tratteggiata).

283. Diversi tipi di modulatori. — Il *modulatore a valvola* per curvatura di caratteristica (I_a-V_g) è quello che meglio si presta, come abbiamo visto, a spie-

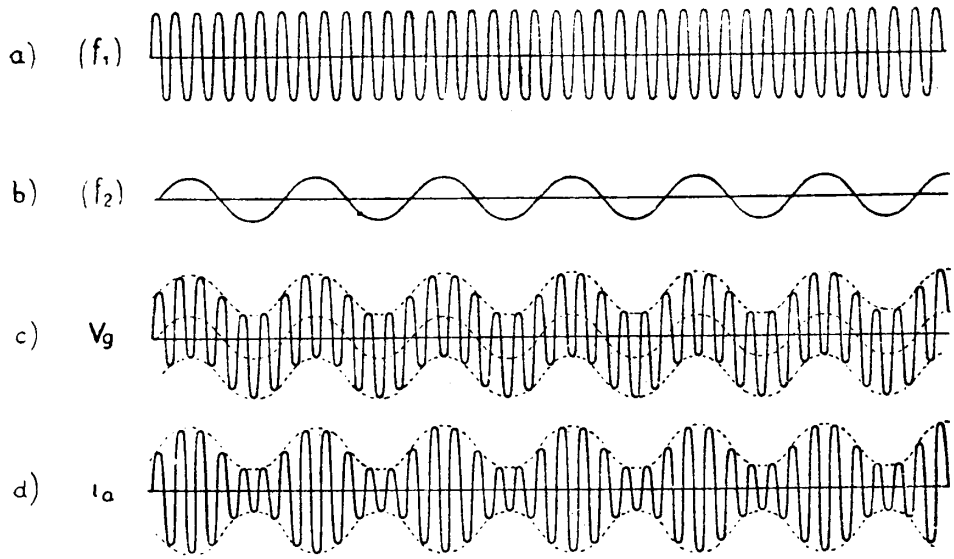


Fig. 728 – Successive fasi della modulazione di ampiezza.

gare il principio della modulazione. Vediamo meglio come avvengano in esso le varie fasi dell'operazione. Riferendoci allo schema della fig. 725, rappresentiamo (fig. 728) con la sinusoide (f_1) l'onda portante e con la sinusoide (f_2) una delle frequenze modulanti, appartenente alla banda vocale. L'ampiezza di tali sinusoidi è stata scelta a caso; il rapporto fra le ampiezze di f_1 ed f_2 prende il nome di *profondità di modulazione*, e può anche esprimersi in *per cento* dell'ampiezza della portante. Una modulazione del 100 % è quella in cui l'ampiezza della f_1 uguaglia quella di f_2.

Nel circuito di griglia la tensione variabile v_g avrà allora l'andamento della curva *c* e, se si tiene conto della curvatura della caratteristica (fig. 724) la forma della componente variabile della corrente di placca i_a avrà l'andamento indicato in *d*. In questa vibrazione sono contenute, come ha indicato l'analisi del numero precedente, le frequenze f_1, f_2, $2\,f_1$, $2\,f_2$, $(f_1 - f_2)$, $(f_1 + f_2)$.

Se le cose sono disposte in modo che non vi sia sovrapposizione fra queste di-

verse componenti e particolarmente fra le armoniche $2 f_1$, $2 f_2$ e le due componenti della modulazione, l'isolamento di queste ultime da tutte le altre frequenze contenute in i_a può avvenire mediante un filtro di banda collocato all'uscita del modulatore. Questo filtro risulterà — come ci è noto — di struttura tanto più complicata e costosa quanto più le frequenze che si vogliono eliminare saranno vicine, in particolare le armoniche rispetto alle bande modulate. Si ha perciò interesse a spaziare le varie componenti, il che si ottiene adottando per la portante f_1 un valore abbastanza elevato, come è stato osservato in base alle altre considerazioni precedenti.

Ma nei sistemi a canali multipli non si può a volontà aumentare f_1 senza ridurre il numero dei canali che è possibile trasmettere, d'onde l'impiego di schemi di modulatori che permettono di eliminare automaticamente le frequenze superflue.

Nel tipo di *modulatore equilibrato* o in « push-pull », schematicamente disegnato in fig. 729, si fa uso di due triodi, identici, montati in opposizione. Il risultato è

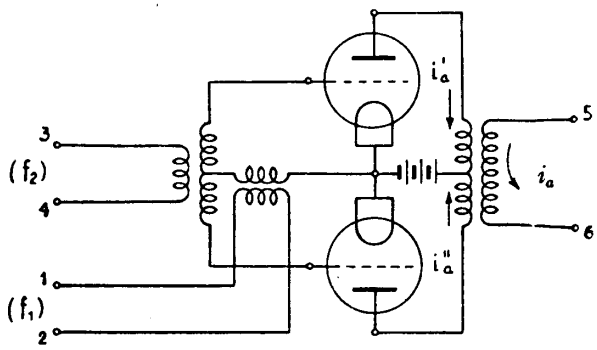


Fig. 729 – Schema di un modulatore equilibrato a triodi.

che ai morsetti *5-6* si ottiene una corrente i_a che contiene solo le frequenze f_2 $(f_1 - f_2)$ ed $(f_1 + f_2)$. Ciò perchè gli altri termini dello sviluppo (282-7) dànno luogo nelle due correnti di placca i_a' ed i_a'' a componenti sfasate di 180° che si elidono sul primario del trasformatore di uscita, e quindi non compaiono nella i_a esterna. Con questo sistema di modulazione il filtraggio è quindi semplificato.

Anche i montaggi che fanno uso di elementi raddrizzatori ad ossido vengono di preferenza effettuati con schemi equilibrati. Nella fig. 730 *a* è disegnato ad esempio, fra i molti possibili un modulatore a ponte (« ring modulator »), nel quale la portante risulta soppressa e, all'uscita, appaiono solo le due bande modulate.

Schematicamente il funzionamento può descriversi come segue: la portante f_1, di frequenza maggiore di ciascuna delle modulanti f_2, percorre, durante la semionda positiva, per es. i bracci *a-b*, *c-d*, la impedenza dei quali diviene pertanto molto elevata. Nello schema della fig. 730 *b* si è addirittura supposto che tale impedenza diventi infinita, cioè che i suddetti bracci si comportino come un interruttore aperto. Durante la semionda considerata, alla modulante si offre passaggio solo

dai bracci *a-d*, *b-c*; supposti allora i due morsetti d'entrata *3-4* di segno rispettivamente + e —, i morsetti d'uscita *5-6* avranno il segno rispettivamente — e + indicato in figura.

Durante la successiva semionda di f_1, le cose si invertono: si possono considerare interrotti i bracci del ponte *a-d* e *c-b* e il segno dei morsetti *5-6* si inverte (fig. 730 *c*). Naturalmente il fenomeno reale non presenta un brusco salto dallo

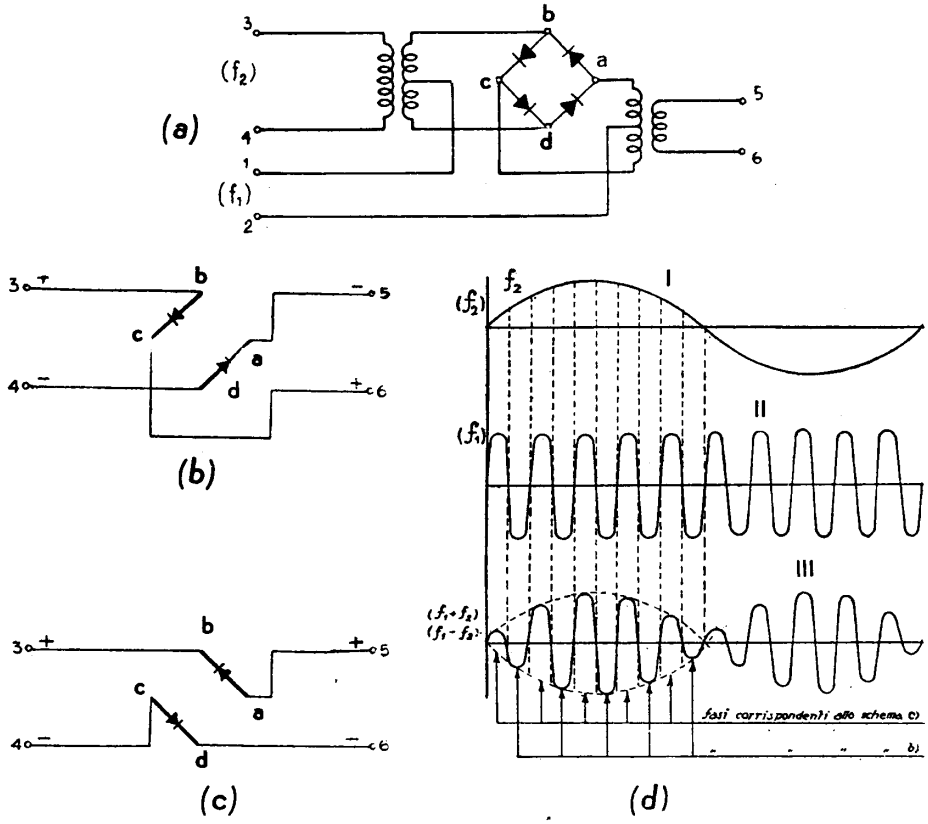


Fig. 730 – Funzionamento schematico di un modulatore equilibrato ad elementi rettificatori ad ossido.

schema *b*) a quello *c*). Si passa da una condizione all'altra con andamento sinusoidale, per cui dalla forma di f_2 indicata come curva I in fig. 730 *d*, si ricava ai morsetti d'uscita la forma indicata come curva III (del tutto simile alla curva *d* della fig. 728 quando, come si è supposto in questo esempio, si faccia l'ipotesi di uguale ampiezza della f_1 e della f_2, ossia di una profondità di modulazione del 100%).

284. Demodulazione. — All'estremità ricevente della linea le apparecchiature devono eseguire un'operazione inversa alla modulazione, onde riportare la banda

trasmessa nel campo delle frequenze udibili. Questa operazione, detta *demodulazione* avviene con procedimento esattamente inverso alla modulazione, mediante utilizzazione di un quadripolo con caratteristica non rettilinea.

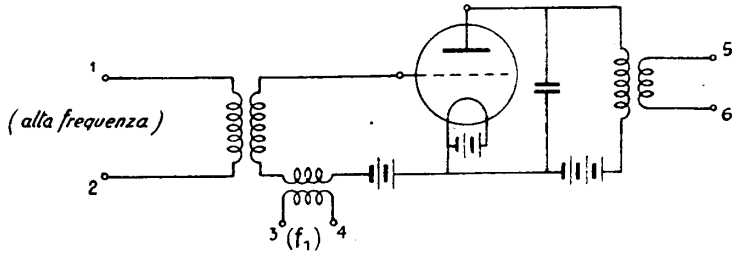


Fig. 731 – Schema di principio di un triodo impiegato come demodulatore.

Riportandoci, come fatto per la modulazione, all'esempio di un triodo impiegato come demodulatore per curvatura della caratteristica (I_a-V_g), lo schema è quello della fig. 731, che appare simile alla fig. 725.

Le correnti in a. f. arrivano ai morsetti di entrata *1-2* del demodulatore e vengono applicate al circuito di griglia; questa è portata ad un potenziale base suffi-

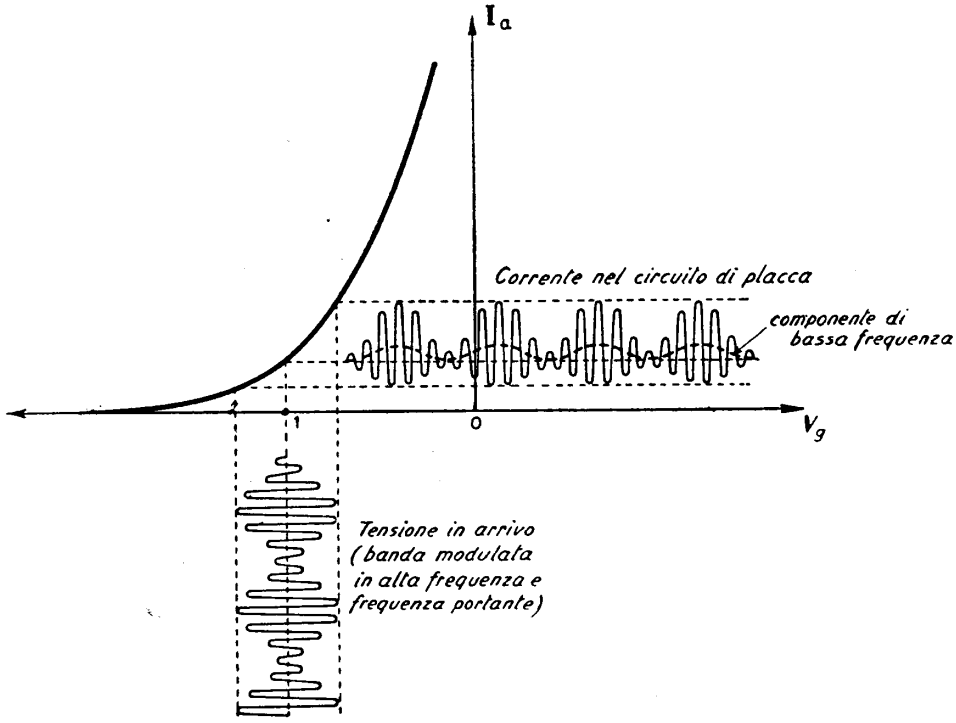


Fig. 732 – Forma della corrente nel circuito di placca di un demodulatore del tipo di fig. 731.

cientemente negativo perchè il funzionamento avvenga nella parte curva della caratteristica (fig. 732).

Quando vengono immesse in linea una od entrambe le bande modulate assieme alla frequenza portante, la componente variabile della tensione applicata alla griglia del demodulatore ha la stessa forma della curva 728 *d*.

Se invece la frequenza portante è soppressa in partenza, il demodulatore è provvisto di due morsetti *3-4* (fig. 731) attraverso i quali si provvede a sommare alla banda modulata in arrivo una tensione di frequenza f_1, identica alla portante. La tensione risultante sulla griglia è perciò, in ogni caso, della forma indicata in fig. 732.

La corrente di placca allora risulta deformata come è indicato nella stessa fig. 732, e contiene una componente in bassa frequenza; questa dà luogo ad una corrente secondaria, a frequenza acustica, ricavabile ai morsetti *5-6* del traslatore di uscita, mentre le componenti residue in alta frequenza possono trovare, per es., una via di minore impedenza attraverso un condensatore che è in derivazione sul primario di tale traslatore, o venire eliminate con filtraggio all'uscita.

Mediante ragionamenti analoghi si spiega il funzionamento dei demodulatori che fanno uso di elementi ad ossidi metallici, con montaggi del tutto simili a quelli impiegati nei corrispondenti modulatori.

III. Sistemi per telefonia in alta frequenza.

285. Classificazione dei sistemi per linee aeree. — Più che di dare una conoscenza, sia pure superficiale, dei numerosi sistemi che hanno trovato pratica realizzazione sulle linee telefoniche aeree od in cavo, ci interessa in questo libro di dare un'idea dei metodi seguiti nella realizzazione delle apparecchiature.

A questo scopo può tornare utile una classificazione, la quale è possibile sotto diversi aspetti.

Limitandoci per ora ai sistemi per a. f. su linee aeree, una prima suddivisione può farsi rispetto alla portata. Si hanno:

1 *A*) Apparecchiature per collegamenti a lunga distanza, le quali permettono, senza amplificazione intermedia, di raggiungere i 300÷400 km a seconda del tipo di conduttori (da 2, 3 o 4 mm in bronzo) su cui vengono installate e, con amplificazione, distanze assai maggiori.

Questi sistemi utilizzano la banda immediatamente al di sopra di quella vocale, fino a circa 30 kHz, con 3÷4 canali contemporanei.

1 *B*) Apparecchiature per collegamenti a breve distanza, fino a 100 km (a meno di non fare uso di amplificazione intermedia o di più sistemi in serie); questi sistemi sfruttano la banda fra i 50 ed i 150 kHz, con un massimo (nei tipi usati fra noi) di 5 canali.

Si osserverà che la classificazione in base alla portata dà anche una netta divisione rispetto ai gruppi di frequenze utilizzati. Ciò perchè l'attenuazione, come

sappiamo, cresce con la frequenza, in modo da limitare rapidamente la distanza superabile senza amplificazione intermedia.

Una seconda classificazione riguarda il tipo di trasmissione. Si hanno:

2 *A*) Apparecchiature che fanno uso della medesima frequenza vettrice per entrambe le direzioni di comunicazione.

2 *B*) Apparecchiature che impiegano due frequenze vettrici diverse, una per ciascuna delle due direzioni di trasmissione.

La prima di queste categorie può ulteriormente suddividersi in:

2 *A-a*) apparecchiature che usano le medesime bande di frequenza per le due direzioni, secondo il sistema che potrebbe chiamarsi a « 2 fili ». In queste apparecchiature la frequenza vettrice generalmente è trasmessa.

2 *A-b*) apparecchiature che utilizzano la banda modulata inferiore per una direzione, e quella superiore per l'altra direzione, secondo il sistema a « 4 fili ». In questi tipi la portante può essere soppressa, attenuata o trasmessa.

La categoria 2 *B*, preferita per i collegamenti più lunghi (1 *A*) può dar luogo ai tipi più disparati, a seconda che la portante sia attenuata o soppressa, e che venga immessa in linea la banda inferiore o superiore di modulazione per ciascuna direzione di trasmissione.

286. Caratteristiche di trasmissione. — Quasi tutte le possibili forme di costruzione che possono derivare dalle suddivisioni sopraindicate hanno dato luogo a tipi effettivamente impiegati. Un principio di standardizzazione si è però venuto manifestando negli ultimi anni per la tecnica europea, la quale faceva principalmente capo, prima della guerra, alle fabbriche Standard (inglese), Siemens (tedesca) ed Ericsson (svedese). Non mancavano però apparecchiature di progettazione nazionale (Safar, Perego).

A) – Per la banda di frequenze fino a 30 kHz, adoperata per le maggiori distanze, la tecnica attuale è quella dei *sistemi a tre canali*, formanti un complesso unico di apparecchiature, e facenti impiego delle seguenti frequenze portanti principali (vedi anche fig. 733):

		Direzione O-E (trasmette la banda superiore)	Direzione E-O (trasmette la banda inferiore)
1° Canale	kHz	12,9	24,4
2° »	»	9,4	20,7
3° »	»	6,3	28,5

Si osservi: *a*) le bande utilizzate per una direzione sono raggruppate insieme; così le bande per la direzione contraria, e ciò per poter eseguire l'amplificazione intermedia con un solo amplificatore di gruppo; *b*) in ordine di frequenze crescenti si ha la seguente disposizione: direzione O-E: canale 3°, 2°, 1°; direzione E-O:

canale 2°, 1°, 3°; lo scambio di posizione dei canali in una direzione, rispetto a quella contraria, è fatto per limitare la *diafonia fra canali causata da fenomeni di intermodulazione* in linea.

Al sistema principale di cui sopra se ne può associare sulla medesima palificazione (quando questa non sia di tipo speciale, già predisposto per ospitare sistemi multipli in a. f.; vedi n° 173) un secondo, le cui frequenze portanti sono scelte in posizione intermedia a quelle sopraindicate. Con ciò gli eventuali effetti di diafonia dànno luogo a rumore inintelligibile fra i canali dei due sistemi che impiegano frequenze portanti di valore prossimo. Le frequenze portanti del sistema in parola sono (fig. 733):

		Direzione O-E (trasmette la banda superiore)	Direzione E-O (trasmette la banda superiore)
1° Canale	kHz	14,3	23,7
2° »	»	10,9	19,8
3° »	»	7,7	27,7

Questi sistemi, secondo le prescrizioni (ancora non definitive) del C.C.I.F., devono presentare un livello di emissione in a. f. all'origine della linea interurbana,

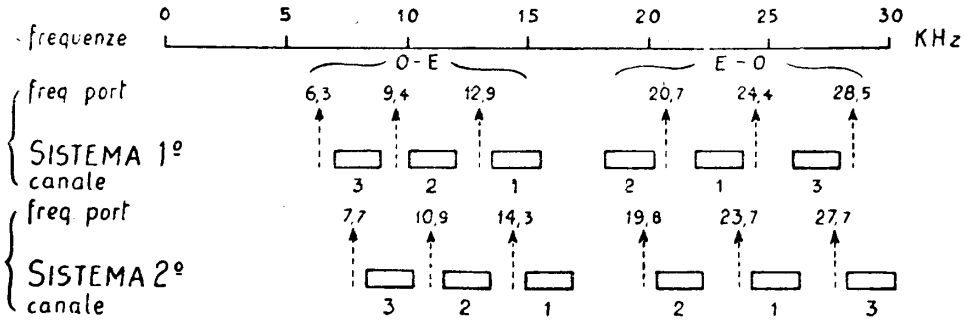


Fig. 733 – Diagramma delle frequenze nei sistemi a tre canali per la banda fino a 30 kHz.

non superiore a + 2 neper, ed un livello all'estremità di arrivo non inferiore a — 4 neper (con riferimento al livello di entrata della bassa frequenza in centrale interurbana). Pertanto l'equivalente della linea, per la banda modulata più alta, la cui estremità raggiunge i 30 kHz circa, deve essere al massimo di 6 neper alla frequenza sopraddetta. In pratica non si superano i 5 neper, per non ridurre eccessivamente il livello all'arrivo, dove il livello di rumore potrebbe essere dello stesso ordine di grandezza e dare, quindi, luogo ad inintelligibilità della comunicazione più alta.

I fenomeni di *distorsione per intermodulazione* fra le diverse frequenze presenti in una trasmissione in a. f., sono tanto più gravi quanto maggiore è l'intensità della bassa frequenza modulante rispetto a quella della portante (n° 282). Ciò

impone di tenere, nelle apparecchiature, piuttosto elevato il livello della portante rispetto alla bassa frequenza.

Se nei sistemi che stiamo esaminando, oltre ad una delle bande modulate, si immettesse sulla linea anche la portante, si correrebbe il rischio di sovraccaricare inutilmente l'amplificatore intermedio (che è sempre da prevedere in questi sistemi, studiati appunto per le maggiori distanze). Per questa ragione essi sono generalmente del tipo « a frequenza portante soppressa » e, solo in qualche caso, del tipo « a frequenza portante fortemente attenuata ». In altre parole, ogni canale immette in linea solo una banda modulata (inferiore o superiore) e, al più, una piccola percentuale (in ampiezza) della frequenza portante, di livello sempre inferiore a quello della banda modulata. A riprodurre (o rinforzare) la portante, si provvede all'estremità di arrivo.

Altra caratteristica di questi sistemi, che devono assicurare comunicazioni di qualità in tutto paragonabile a quella dei circuiti a 4 fili (vedi n° 260) è *la regolazione dell'equivalente di trasmissione* effettuata (entro limiti relativamente ampi) in modo automatico. Per questo scopo si usano una o più frequenze, scelte negli spazî fra le diverse bande, dette *frequenze pilota*; queste frequenze, immesse all'origine della linea ad un livello prefissato, vengono raccolte e filtrate dall'apparecchiatura in arrivo, e — dopo eventuale amplificazione — raddrizzate e portate ad uno strumento indicatore. Un segno su tale strumento indica l'esatta posizione dell'indice alla quale corrisponde l'equivalente di trasmissione normale; le variazioni in più od in meno, fanno spostare l'indice e, secondo i tipi, azionano un segnale ottico od acustico d'allarme o addirittura un piccolo motorino che, inserendo e disinserendo delle attenuazioni, compensa le variazioni di equivalente. Queste variazioni sono, per le linee aeree e le frequenze in gioco, relativamente cospicue e frequenti nel tempo.

Per alcuni dei sistemi in discorso le frequenze pilota sono, a titolo di esempio:

		Direzione O-E	Direzione E-O
Sistema principale	kHz	12,95	24,35
» sussidiario	»	14,35	27,75

Più oltre illustreremo con qualche dettaglio uno di questi sistemi, realizzato con i criteri di costruzione più recente. A questa categoria appartengono le apparecchiature Siemens T_1/T_3 ed M; le apparecchiature *SOT/SOS* della Face e le *DS* della Safar.

B) – Sempre per la banda di frequenze fino a 30 kHz sono state messe in servizio apparecchiature, destinate a collegamenti di minore portata, realizzate *a canali singoli*. Ciò permette una installazione più rapida delle apparecchiature, una costruzione più compatta e leggera, date le minori esigenze e quindi la semplificazione degli schemi; caratteristiche che in qualche caso rendono preferibili queste realizzazioni per i collegamenti di zona, che raramente superano i 300 km di lunghezza. In questi tipi si usa di solito il sistema classificato sotto 2 *A-b*, e le frequenze utilizzate come portanti sono quelle indicate, a titolo di esempio, in fig. 734 (non

si è avuta una normalizzazione) e cioè:

	Direzione E-O	Portante	Direzione O-E
1° Canale	banda superiore	kHz 5,5÷5,8	banda inferiore
2° »	» »	» 11÷12	» »
3° »	» »	» 20	» »

La banda effettivamente trasmessa, date le minori esigenze, è piuttosto ridotta (da 300÷400 a 2200÷2400 Hz). L'equivalente di trasmissione è limitato ad un massimo di 4÷4,5 neper, il che corrisponde, come si è detto, a portate di circa 300÷350 km per linee in bronzo da mm 3.

Anche di questi sistemi illustreremo più oltre, nelle linee generali, una delle apparecchiature di costruzione più recente. Appartengono a questa categoria: le Face tipo H, le Siemens FV ed il tipo militare tedesco TFb. Questo ultimo sistema consta di ben 5 canali, di cui i primi due con le frequenze portanti di fig. 734, ed i 3 superiori con frequenze portanti distanziate regolarmente di 5,5 kHz.

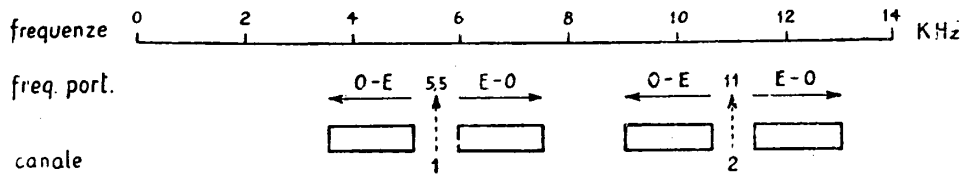


Fig. 734 – Diagramma delle frequenze nei sistemi a canali singoli per la banda fino a 30 kHz (son riportati soltanto i primi due canali).

C) – La banda fra 50 e 150 kHz, è utilizzata, come si è detto, per collegamenti di breve lunghezza. Effettivamente, questo genere di apparecchiature (introdotto negli anni immediatamente precedenti la guerra col tipo MK della Siemens) si presenta più che altro come un mezzo di emergenza, da utilizzare per collegamenti urgenti, a carattere non stabile e lungo direzioni a traffico variabile (con ritmo per esempio stagionale od occasionale) che presentino scarsità di circuiti ordinari. A ciò corrisponde la leggerezza degli apparati, le dimensioni ridotte, l'alimentazione totale dalla rete luce o forza, la estrema facilità di messa in servizio anche da chi non abbia speciali cognizioni del ramo, la semplicità dello schema ed il costo relativamente modesto.

Naturalmente ciò è ottenuto con la rinuncia ad alcune caratteristiche, di importanza tutt'altro che trascurabile. Infatti, per semplicità di schemi, vengono generalmente immesse in linea sia la portante sia entrambe le bande modulate, per cui mentre il livello all'uscita delle apparecchiature è di + 2 neper, come normalmente per gli altri sistemi, quello all'entrata non può scendere sotto — 1 neper. L'equivalente della linea non deve perciò superare 3 neper, a 150 kHz, il che dà appunto una portata di 100 km al massimo per il bronzo da 3 mm. Altro inconveniente è la possibilità (per la simultanea presenza in linea della portante e delle bande mo-

dulate) che un normale radioricevitore per onde lunghe od anche un più semplice apparecchio rivelatore (per esempio del tipo a cristallo od a galena) captino le comunicazioni telefoniche nei pressi della linea: questa infatti si comporta, soprattutto all'origine dove è più alto il livello, come una antenna trasmittente che irradia una parte, sia pur piccola, dell'energia trasmessa.

Per ovviare a questo inconveniente le apparecchiature vengono (se richiesto) equipaggiate con l'aggiunta di un « dispositivo di segreto », costituito dal cosiddetto *invertitore di banda.* Dal lato dell'emissione e prima della modulazione vera e propria, si esegue una premodulazione della banda vocale 300÷2400 Hz con una frequenza di 2700 Hz: delle due bande modulate, quella inferiore risulta ovviamente (fig. 735) nella medesima posizione della bassa frequenza, ma le singole com-

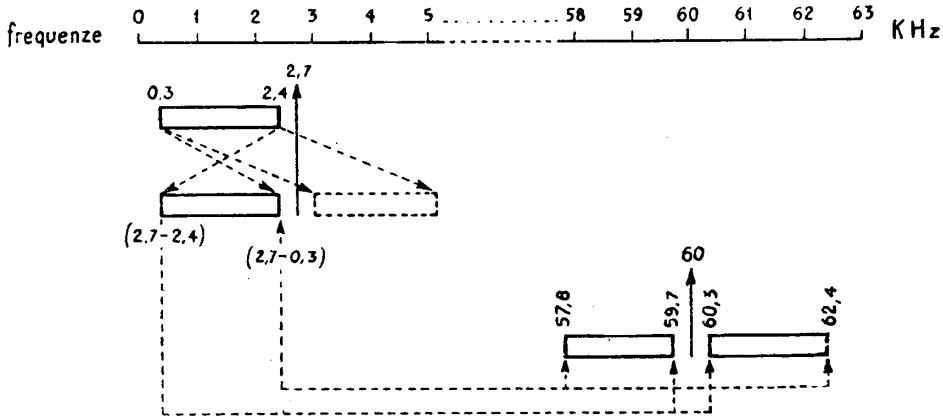


Fig. 735 – **Diagramma delle frequenze per un sistema ad invertitore di banda.**

ponenti risultato invertite (le basse al posto delle alte e viceversa) rispetto al centro della banda. La banda superiore da 3000 a 5100 Hz viene soppressa mediante filtro passa basso. Dopo di ciò si passa alla modulazione effettiva. Perciò l'alta frequenza in linea, se viene rivelata direttamente, risulta assolutamente inintelligibile. All'estremità ricevente si procede, naturalmente, ad una doppia demodulazione, di cui la seconda riporta la banda vocale nella posizione regolare.

Per ciascuna direzione, infine, ogni canale occupa circa 5000 Hz, cioè 10.000 Hz complessivamente. Tenuto poi conto del franco fra i canali (circa 3000 Hz) e di quello fra le due direzioni di trasmissione (oltre 10 kHz), che non possono ridursi di troppo pena l'eccessiva complicazione dei filtri, risulta che una larghezza di 100 kHz, quale è quella disponibile, può essere sfruttata con 5 soli canali. È questa un'altra osservazione che può essere mossa ai sistemi in esame.

Per migliorare l'utilizzazione delle frequenze lungo una determinata linea è stato, anche per questo tipo, costruito un sistema ausiliario, che fa uso di frequenze portanti intercalate fra quelle del sistema principale.

La distribuzione correntemente usata per le frequenze portanti è la seguente (vedi anche fig. 736):

			Direzione O-E	Direzione E-O
Sistema 1°	Canale n° 1	kHz	60	108
	» n° 2	»	68	116
	» n° 3	»	76	124
	» n° 4	»	84	132
	» n° 5	»	92	140
Sistema 2°	Canale n° 1	kHz	64	112
	» n° 2	»	72	120
	» n° 3	»	80	128
	» n° 4	»	88	136
	» n° 5		(non usato)	(non usato)

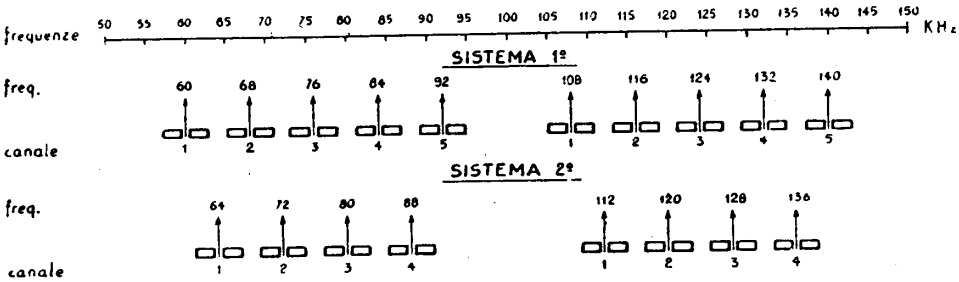


Fig. 736 – Diagramma delle frequenze per i sistemi a canali singoli per la banda fra 50 e 150 kHz.

Rientrano in questa categoria le apparecchiature Siemens originali MK e quelle costruite in Italia dalla Olap (tipo MP), dalla Perego (tipo 612), dalla Safar (tipo DR 1) e dalla Lesa (tipo TV 22).

287. Descrizione dei circuiti schematici di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz. — Daremo adesso, senza entrare in eccessivi particolari, la descrizione di alcuni circuiti che possono essere considerati come prototipo degli altri consimili, anche se realizzati in maniera più o meno differente.

Per le *apparecchiature per tre canali* (caratteristiche di trasmissione indicate al n° 286 *A*), il circuito schematico, per la parte relativa al terminale di un canale, è quello della fig. 737. La corrente vocale, dalla centrale interurbana, perviene (eventualmente attraverso ad un *attenuatore* che regola l'equivalente al valore richiesto, diverso nei due casi di transito o di servizio terminale), ad un *pannello di chiamata* che provvede a fornire la corrente a 500 Hz con interruzioni di 20 Hz (n° 268). Un *dispositivo a forchetta*, con associata la *linea artificiale* di bilanciamento, separa le due direzioni di trasmissione.

Si incontrano nella *direzione ovest-est* (di trasmissione), successivamente:

— la derivazione verso un *pannello di ascolto*, sorveglianza e conversazione;

— un *limitatore di tensione* che evita il sovraccarico degli organi successivi;

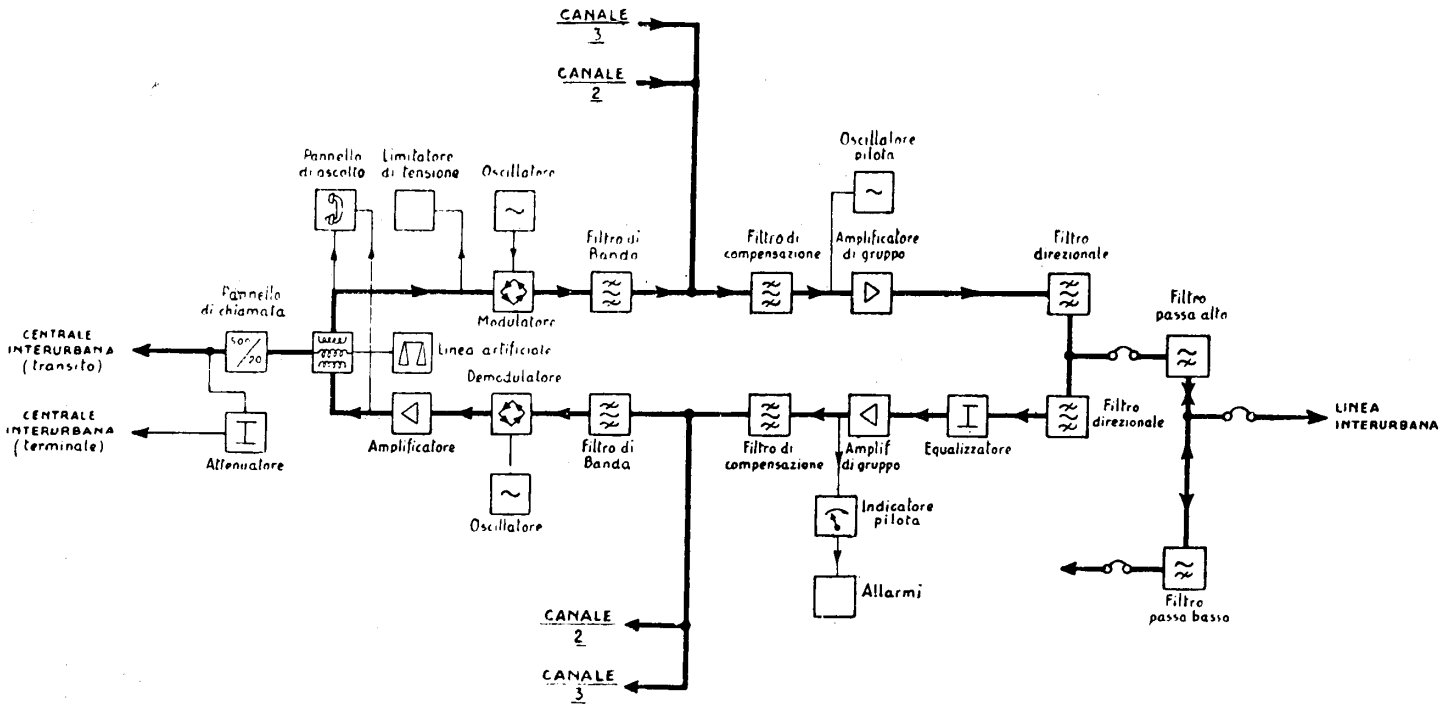


Fig. 737 – Circuito schematico dell'apparecchiatura terminale Ovest di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz.

— il *modulatore*, del tipo bilanciato ad elementi ad ossido metallico, con associato l'*oscillatore* stabilizzato, che fornisce la portante;

— un *filtro di banda*, che elimina tutte le frequenze eccetto la banda modulata utile all'uscita del modulatore.

L'uscita di questo filtro è collegata in parallelo con le uscite degli analoghi filtri di banda degli altri due canali. Da questo punto in poi gli organi sono attraversati dall'insieme delle correnti in a. f. relative ai tre canali. Si incontrano:

— un *filtro di compensazione* che serve a ridurre l'effetto di parallelo dei tre filtri di banda (vedi avanti: pag. 829);

— un *oscillatore pilota*, che immette in circuito la frequenza pilota, per la regolazione automatica del livello;

— un *amplificatore di gruppo*, generalmente di tipo a controreazione per assicurare la linearità per tutta la banda di frequenze trasmesse (vedi oltre: pag. 828);

— un *filtro direzionale*, che ad un'estremità è un P. B. ed all'altra un P. A., con frontiera intorno ai 17 kHz per il 1° sistema (fig. 733) e 18 kHz per il 2° sistema. Lo scopo è quello di separare le due direzioni di trasmissione, onde evitare, dal lato linea interurbana, l'impiego di un dispositivo a forchetta, la cui realizzazione sarebbe molto difficile;

— infine un *filtro P. A.* per la separazione delle alte frequenze dalle frequenze vocali (frontiera circa 3 kHz).

Le correnti in alta frequenza e quelle a frequenza vocale che arrivano alla apparecchiatura dalla linea interurbana, vengono separate dai due filtri con frontiera comune 3 kHz. Quelle in bassa frequenza sono avviate direttamente alla centrale interurbana od amplificatrice; quelle dei tre canali in alta frequenza vengono portate all'entrata dei *filtri direzionali* e convogliate nella *direzione est-ovest* (di ricezione), percorrendo la quale si incontrano:

— un *equalizzatore* che compensa la distorsione di ampiezza introdotta dai filtri direzionali in partenza ed in arrivo e dalla linea interurbana (per questa seconda parte vi è la possibilità di regolazione per l'adattamento alla lunghezza e tipo del circuito);

— un *amplificatore di gruppo* identico a quello lato trasmissione;

— la derivazione verso l'*indicatore pilota* ed il pannello di *allarmi* ed eventuale regolazione automatica ad esso associata.

— e finalmente l'elemento di *filtro compensatore* all'entrata dei *filtri di banda*.

Questi sono in parallelo, ed ognuna delle tre bande modulate del gruppo si avvia verso quello dei tre rami che le compete.

Le parti che seguono, separate per ciascuno dei canali, sono:

— il *demodulatore* e l'*oscillatore* ad esso associato (entrambi di tipo identico al modulatore e relativo oscillatore);

— l'*amplificatore di bassa frequenza*, che serve ad elevare il basso livello della frequenza vocale all'uscita dal demodulatore;

— una derivazione verso il *pannello telefonico*, per il controllo e l'ascolto lato ricezione;

— il *traslatore differenziale* con *linea artificiale*;

— il *pannello di chiamata*, che riproduce la chiamata, e la invia alla centrale interurbana (direttamente, oppure attraverso a un attenuatore).

Il circuito schematico di un *amplificatore intermedio* è quello della fig. 738. Si noti che è composto degli stessi elementi che si riscontrano, lato linea, nell'apparecchiatura terminale.

Le correnti in arrivo, per es. da ovest, vengono prima separate, a mezzo di *filtro passa alto* e *filtro passa basso* (frontiera 3 kHz); le correnti a frequenza vocale vengono portate (se necessario) ad un *amplificatore* a 2 fili; quelle in a. f. vengono convogliate, a mezzo di filtro direzionale passa banda, nella direzione ovest-est e, dopo un *equalizzatore* identico come struttura a quello dei terminali, all'en-

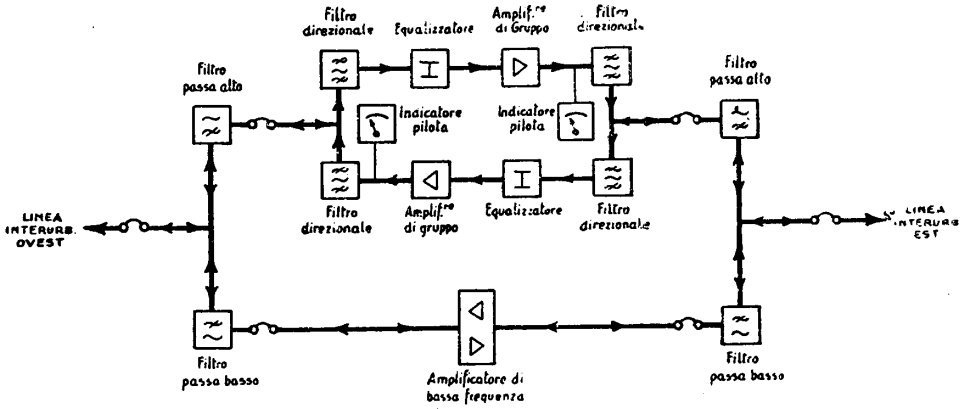


Fig. 738 - Circuito schematico dell'amplificatore intermedio per un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz.

trata dell'*amplificatore di gruppo*. Dopo l'amplificazione la frequenza pilota viene derivata ad un *indicatore* che permette di rilevare il livello all'uscita. La banda delle frequenze amplificate traversa poi il *filtro direzionale* lato est, il *passo alto* e, infine, riunita alla bassa frequenza, viene immessa in linea lato est. Nella direzione contraria tutto procede in maniera analoga.

Esaminiamo ora brevemente la costituzione dei vari elementi.

Filtri di linea. — Sono dei P. A. e P. B., generalmente di tipo a scala simile a quello studiato e calcolato ai n^i 278 e segg., ai quali rimandiamo.

Filtri direzionali. — Sono anch'essi dei P. A. e P. B. con frontiera fra i 16 ed i 17 kHz o fra i 18 ed i 19 kHz (rispettivamente per il 1° ed il 2° sistema).

La struttura è generalmente a scala, con 4 o 5 cellule di tipo elementare od m-derivato (per rendere più ripida la curva di frontiera).

La presenza dei filtri di linea e direzionali introduce una non trascurabile distorsione di ampiezza per le frequenze più prossime (in ambedue le direzioni) alle frontiere. Tale inconveniente è compensato dall'equalizzatore.

Equalizzatore. Contiene degli elementi quadripolari, in parte variabili. Gli elementi fissi servono a dare una controdistorsione che compensa l'effetto soprac-

cennato dei filtri di linea e direzionali, nonchè quello di una lunghezza di linea corrispondente alla portata più piccola (un centinaio di chilometri). La struttura consta di una o due cellule al più, a T od a π, simmetriche od anche no (a seconda delle esigenze di collegamento con gli altri quadripoli della catena di trasmissione), contenenti per ciascun braccio circuiti risonanti ed antirisonanti e resistenze, che determinano una caratteristica attenuazione-frequenza complementare a quella degli elementi che precedono nella catena. Le esigenze sono qui alquanto maggiori di quelle esaminate a suo tempo (n° 250) per gli analoghi elementi di amplificatore in b. f., data la maggiore larghezza della banda trasmessa; perciò risultano strutture più complicate. Gli elementi variabili, costituiti da una cellula analoga alle precedenti, presentano la possibilità di variare con una certa uniformità ed entro certi limiti i valori delle impedenze dei bracci, in modo da compensare l'effetto della eventuale ulteriore lunghezza di linea oltre il centinaio di chilometri e perfezionare la controdistorsione.

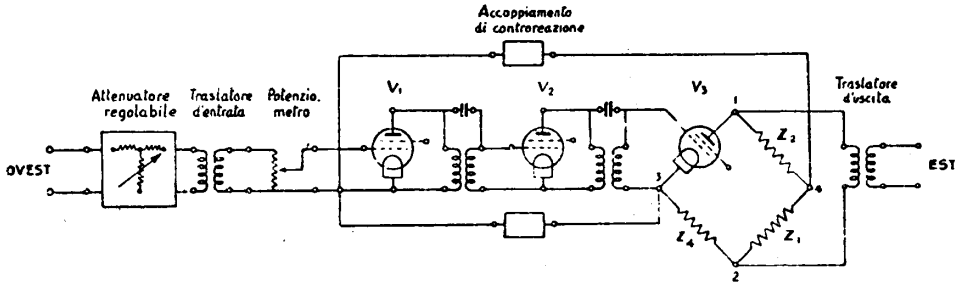


Fig. 739 – Esempio del circuito di un amplificatore di gruppo a contro-reazione per sistema a 3 canali.

Amplificatore di gruppo. — Deve amplificare una banda di frequenze assai più ampia di quella ordinaria, di una ventina di kHz per ciascuna delle direzioni di trasmissione. Tale amplificazione deve essere il più possibile indipendente dalla frequenza; in caso contrario, per effetto della non linearità dell'amplificatore, le frequenze interessanti ciascuno dei canali reagiscono su quelle degli altri canali, dando luogo ad *intermodulazione.* Conseguenza dell'intermodulazione è un aumento del livello di rumore su ognuna delle comunicazioni e, nel caso peggiore, effetto di diafonia. Pertanto la realizzazione di questi amplificatori si presenta alquanto più complessa di quella degli amplificatori telefonici ordinari di bassa frequenza.

Lo schema semplificato di amplificatore di gruppo è indicato, ad esempio, in fig. 739. Dopo la linea artificiale di attenuazione regolabile, che serve a variare la tensione d'entrata e, quindi, il guadagno dell'amplificatore, vengono uno o due stadi di amplificazione. Si impiegano, in luogo di triodi, tètrodi a griglia schermo o pèntodi i quali assicurano una maggiore linearità dell'amplificazione. Un terzo stadio eroga sul traslatore d'uscita; nell'esempio illustrato tale erogazione non è effettuata direttamente, ma attraverso una disposizione a ponte, che ha lo

scopo seguente. I quattro lati del ponte sono costituiti da impedenze **Z** di valore tale da dare ai capi *1-2* la tensione utile **V** che viene portata al traslatore di uscita (il rapporto di trasformazione del quale adatta l'impedenza fra *1* e *2* a quella di 600 ohm del quadripolo successivo); fra i vertici *3-4* si realizza una tensione **V'** la cui ampiezza è una frazione prefissata di quella utile **V** e che, attraverso un accoppiamento costituito da resistenze o da capacità, viene riportata all'entrata del 1° stadio. Si ottiene così di sovrapporre alla tensione dell'onda in arrivo fra griglia e filamento della prima valvola, una tensione di reazione avente una ampiezza proporzionale alla tensione della stessa onda in arrivo, ma segno contrario (sfasamento 180°).

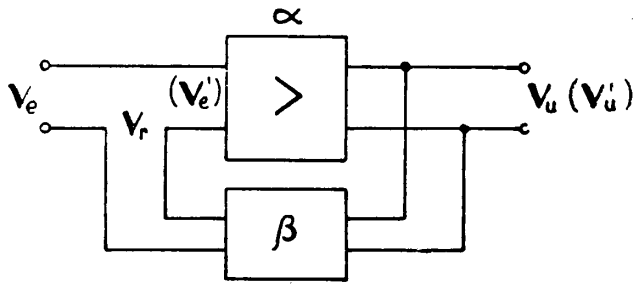


Fig. 740 – Circuito schematico di un amplificatore a controreazione.

L'amplificazione di questo tipo è detta a *controreazione* o a *reazione negativa* e presenta il vantaggio di rendere l'amplificazione totale indipendente dalla frequenza, entro limiti determinati dai valori degli elementi costituenti il circuito. Una spiegazione della linearità del sistema si può dare molto semplicemente, ragionando nel modo seguente.

Schematizziamo il circuito come è indicato in fig. 740, dove si suppone che l'insieme dei vari stadi realizzi una amplificazione dell'ampiezza delle tensioni tale che il rapporto fra tensioni all'entrata e tensioni all'uscita, in assenza di reazione negativa, sia

$$\frac{\mathbf{V}_u}{\mathbf{V}_e} = \alpha . \qquad (287\text{-}1)$$

L'accoppiamento fra uscita ed entrata sia tale da ottenere una tensione di controreazione all'entrata

$$-\mathbf{V}_r = \beta\, \mathbf{V}_u' \qquad (287\text{-}2)$$

con β indipendente dalla frequenza, e $\mathbf{V}_u'$ = tensione all'uscita dopo l'applicazione della reazione negativa.

Sostituendo alla $\mathbf{V}_e$ della (287-1) il valore

$$\mathbf{V}_e' = \mathbf{V}_e + \mathbf{V}_r = \mathbf{V}_e - \beta\, \mathbf{V}_u'$$

che si ha all'entrata quando si realizza l'accoppiamento di controreazione, si trova

$$\mathbf{V}_u' = (\mathbf{V}_e - \beta\, \mathbf{V}_u')\, \alpha$$

da cui

$$\mathbf{V}_u' = \mathbf{V}_e \frac{\alpha}{1 + \beta\, \alpha} = \mathbf{V}_e \frac{1}{\frac{1}{\alpha} + \beta} \qquad (287\text{-}3)$$

Se α è sufficientemente grande rispetto a β, la (287-3) si riduce, approssimativamente, a

$$\mathbf{V}_u' \cong \mathbf{V}_e/\beta \qquad (287\text{-}4)$$

che è manifestamente indipendente dalla frequenza, se, come si è supposto, lo è β.

Per esempio: il guadagno complessivo fra traslatore d'entrata e traslatore d'uscita, in assenza di controreazione, sia di 7 neper (vi corrisponde un rapporto delle tensioni $\alpha \cong 1000$, con chiusura all'entrata ed all'uscita sui 600 ohm) e β venga fissato in 1/10. Allora $1/\alpha$ è dell'ordine di 10^{-3}, trascurabile rispetto a $\beta = 10^{-1}$, dal cui valore dipende l'amplificazione effettiva $\mathbf{V}_u'/\mathbf{V}_e$.

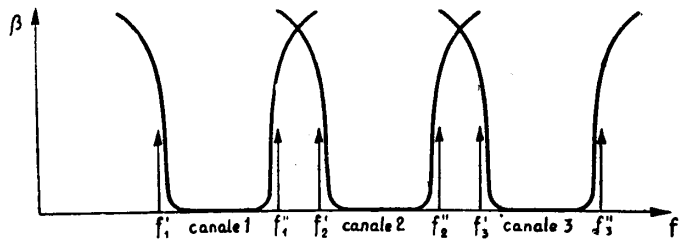


Fig. 741 – Curve attenuazione-frequenza dei filtri di banda in un sistema a 3 canali.

Altro vantaggio degli amplificatori a reazione negativa è una relativa indipendenza dalle caratteristiche delle valvole, o meglio, una buona stabilità del guadagno anche rispetto alle fluttuazioni provocate dal cambio delle valvole e dalle oscillazioni inevitabili delle tensioni di alimentazione. Ed infine, anche il rumore proprio o « rumore di fondo » dell'amplificatore viene ridotto per effetto della controreazione.

Naturalmente tutti questi vantaggi sono ottenuti a scapito del guadagno; è questa la ragione per cui si devono impiegare più stadi successivi in modo da ottenere il valore richiesto di tensione amplificata all'uscita.

Filtri di banda. — Sono generalmente del tipo a scala, a più cellule, con curve caratteristiche il più possibile ripide in prossimità delle frontiere.

Filtro compensatore. — Serve a compensare il cosiddetto *effetto di parallelo*, cioè la distorsione che, sul gruppo, esercita il collegamento in parallelo dei tre filtri di banda. Infatti, se le curve di attenuazione-frequenza di tali filtri hanno l'andamento indicato in fig. 741, nei pressi delle frequenze frontiera contigue (f_1'' ed f_2',

f_2'' ed f_3') si ha un aumento della attenuazione per sovrapposizione degli effetti dei filtri in parallelo; ciò non si verifica invece in corrispondenza di f_1' e di f_3'', per cui si rende necessario un filtro compensatore, costruito in modo da aggiungere una attenuazione di valore opportuno in corrispondenza degli estremi f_1' ed f_3'' del gruppo.

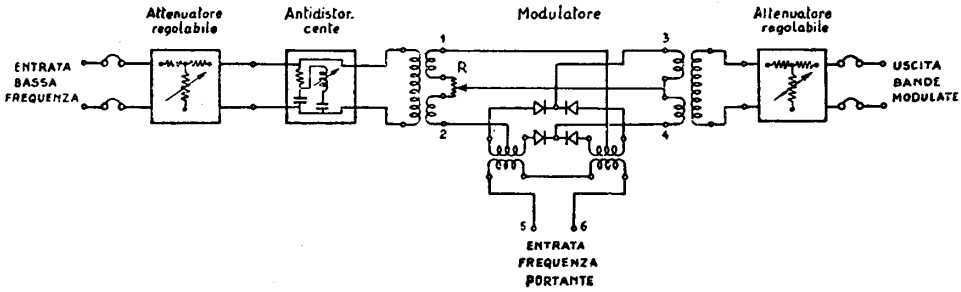


Fig. 742 – Esempio del circuito di un modulatore bilanciato, ad elementi raddrizzatori metallici.

Si tratta, generalmente, di semplici circuiti, in parallelo sui due fili *a* e *b*, accordati per le frequenze f_1' ed f_3'' in modo da accrescere il valore dell'attenuazione nell'intorno di tali frequenze.

Modulatore e demodulatore. — I sistemi moderni impiegano quasi esclusivamente circuiti con elementi raddrizzatori ad ossido, montati a ponte. La fig. 742 indica uno schema bilanciato, leggermente diverso da quello della fig. 730, nel quale la simmetria rispetto ai morsetti *5-6* di entrata della frequenza portante (ulterior-

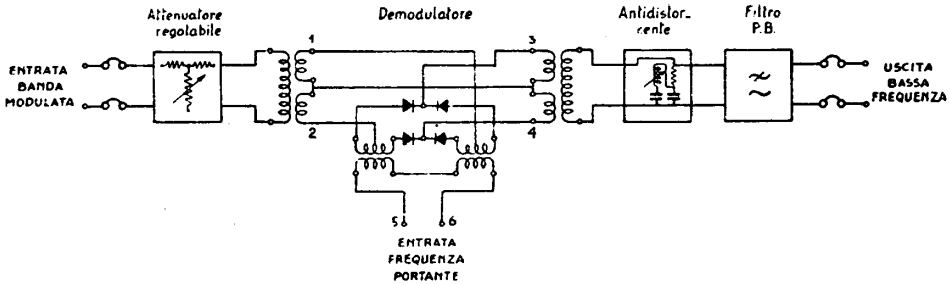


Fig. 743 – Esempio del circuito di un demodulatore bilanciato ad elementi raddrizzatori metallici.

mente regolata a mezzo della resistenza variabile *R*) fa sì che ai morsetti *3-4* appaiano solo le due bande modulate. Due attenuatori regolabili (uno all'entrata, uno all'uscita) consentono di riportare ad un valore uguale i livelli all'entrata ed all'uscita di tutti i modulatori di un sistema; un semplice circuito antidistorcente, regolabile, permette di correggere la distorsione introdotta dal filtro di banda che segue il modulatore.

Il demodulatore, disegnato in fig. 743, è identico al modulatore: all'uscita è

collegato un filtro passa-basso, con frontiera a 3000 Hz circa, che sopprime tutti i prodotti inutili della demodulazione, non eliminati dallo schema bilanciato.

Oscillatore. — Ogni canale è fornito di un oscillatore doppio, che fornisce le frequenze portanti al modulatore (banda trasmessa) e al demodulatore (banda ricevuta).

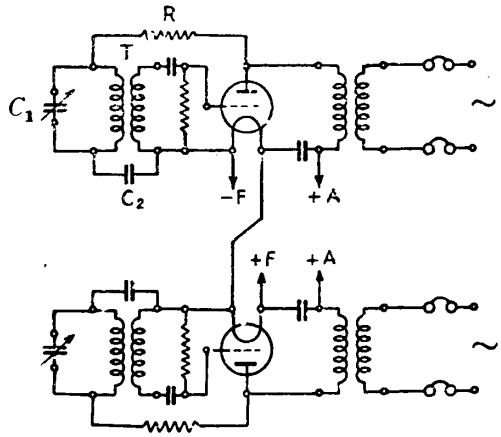


Fig. 744 – Oscillatore per la generazione della frequenza portante.

Nell'esempio riportato in fig. 744 le due unità oscillatrici hanno schema identico; variano solo i valori degli elementi del circuito oscillante, costituito dalla capacità C_1 e dal primario del traslatore T. La placca è collegata al circuito oscillante mediante la resistenza R e la capacità C_2. I due filamenti sono alimentati in serie e costituiscono l'unico punto in comune delle due unità. L'impedenza di uscita è adattata, mediante un traslatore di rapporto appropriato, a quella dei morsetti *5-6* del modulatore e del demodulatore.

Le frequenze generate sono quelle indicate al n° 286-*A* ed in fig. 733.

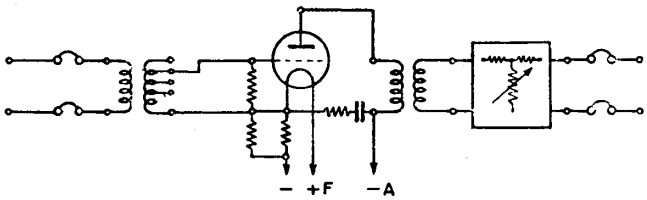


Fig. 745 – Schema dell'amplificatore di bassa frequenza per uno dei canali.

Amplificatore di bassa frequenza. — Il livello della bassa frequenza all'uscita del demodulatore è generalmente assai basso, per cui occorre provvedere ad una amplificazione. Lo schema è quello normale e ben noto (fig. 745) e realizza un guadagno, regolabile con l'attenuatore a passi, di circa 3 neper. La tensione base di

griglia è ottenuta per caduta di tensione su resistenze inserite sul circuito di accensione del filamento. In qualche caso anche per l'amplificatore di b. f. si adotta un circuito a controreazione.

Limitatore di tensione. — Viene collegato in parallelo ai capi d'entrata del modulatore, e serve ad impedire che tensioni troppo elevate, provenienti dalla centrale interurbana, sovraccarichino gli organi dell'apparecchiatura in trasmissione. È costituito, nel più semplice schema (fig. 746), da un traslatore (adattatore di impedenza) al cui secondario è collegata una lampada al neon. Fino a che le

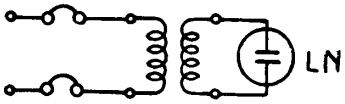


Fig. 746 – Schema del limitatore di tensione con lampada al neon.

tensioni massime delle varie componenti sinusoidali in arrivo si mantengono sotto il valore di innesco della lampada al neon (visto attraverso il traslatore), valore che corrisponde ad un livello massimo di potenza prestabilito (per es. 10 mW), il limitatore non assorbe sensibilmente energia; quando la tensione supera il predetto valore di innesco, il limitatore si comporta come una derivazione di bassa impedenza che assorbe l'energia esuberante. In conseguenza del funzionamento del limitatore, le onde sinusoidali eccessivamente ampie vengono trasformate in onde rettangolari, e subiscono perciò una deformazione; la distorsione armonica introdotta, però, è in generale trascurabile.

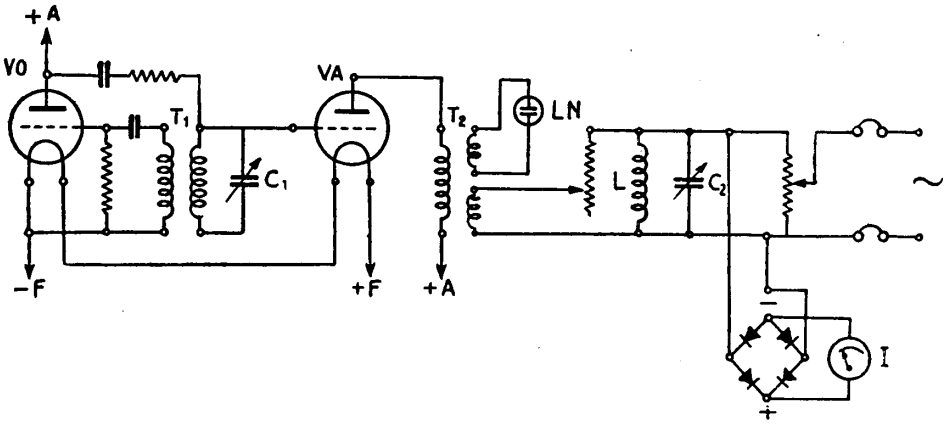


Fig. 747 – Schema di un oscillatore per la generazione della frequenza pilota.

Oscillatore pilota. — Ogni apparecchiatura terminale è dotata di un generatore molto stabile, che eroga una frequenza di misura (i valori, per i due sistemi normalizzati, sono quelli indicati al n° 286-*A*). Uno schema di tale oscillatore è dato, ad esempio, in fig. 747, ed impiega due valvole. La prima (*VO*) è una oscillatrice, avente

la griglia e la placca accoppiate attraverso il circuito oscillante costituito da C_1 e dall'avvolgimento del traslatore T_1, accordato sulla frequenza pilota da generare. La potenza erogata sulla griglia della seconda valvola *VA* (amplificatrice) è molto limitata, in modo da assicurare la perfetta stabilità della frequenza e la sua purezza. La valvola amplificatrice eroga sul traslatore T_2 il quale ha due avvolgimenti secondari. Il primo costituisce, in unione alla lampada al neon *LN* un limitatore della tensione emessa dall'oscillatore, il secondo costituisce l'avvolgimento di uscita. Poichè il limitatore di tensione rende le oscillazioni rettangolari, la tensione di uscita è prelevata ai capi di un circuito risonante L-C_2, che la rende nuovamente sinusoidale. Una regolazione potenziometrica permette di ottenere all'uscita una potenza determinata (generalmente 1 mW, che, su 600 ohm, costituisce, come sappiamo, il livello di riferimento). La verifica del livello di emissione è ottenuta mediante uno strumento indicatore *I*, alimentato attraverso un ponte a raddrizzatori metallici.

Indicatore pilota. — È un amplificatore, collegato all'uscita dell'amplificatore di gruppo in ricezione, con circuito di entrata accordato sulla frequenza pilota. L'amplificatore (ad uno o più stadi) eroga su di un raddrizzatore (a valvola o metallico) che alimenta uno strumento indicatore. All'atto dell'installazione, l'amplificazione viene regolata in modo che, quando il livello in ricezione è del valore normale, l'indice dello strumento sia sul punto centrale della scala. Le oscillazioni dell'indice segnano, perciò, le variazioni di livello e, quindi, lo stato della linea e delle apparecchiature comprese fra l'oscillatore pilota dell'apparecchiatura trasmittente e l'indicatore dell'apparecchiatura ricevente.

Quando le oscillazioni dell'indice escono dai limiti normali, viene azionato un relè il quale opera sul dispositivo di allarme ottico od acustico.

Dispositivo di chiamata. — È un convertitore 500/20 Hz di uno dei tipi esaminati al n° 268.

Pannello misure di trasmissione. — Ogni sistema a tre canali dispone, generalmente, di un apparecchio per la misura della trasmissione, atto ad eseguire:

— misure di livello fra + 3 e — 4 neper circa (riferite al livello di 1 mW su 600 ohm), con alta impedenza d'entrata;

— misure di equivalente (nel qual caso lo strumento ha un'impedenza d'entrata di 600 ohm);

— misure di guadagno fino ad 8 neper circa.

I tipi sono analoghi a quello esaminato al n° 271.

Non ci pare il caso di entrare, in questa sede, in maggiori particolari nella descrizione delle apparecchiature dei sistemi a tre canali.

Fra i tipi più moderni, corrispondenti di massima alla descrizione data, sono, come si è già accennato, il sistema Siemens T_1/T_3 ed il Face SOT/SOS (la prima sigla è per il sistema di frequenze portanti da noi classificato sistema 1°; la seconda per il sistema sussidiario classificato sistema 2°). Ulteriori dettagli potranno essere raccolti nelle descrizioni per l'impiego, predisposte dalla società SIRTI che provvede all'installazione, in Italia, dei predetti sistemi.

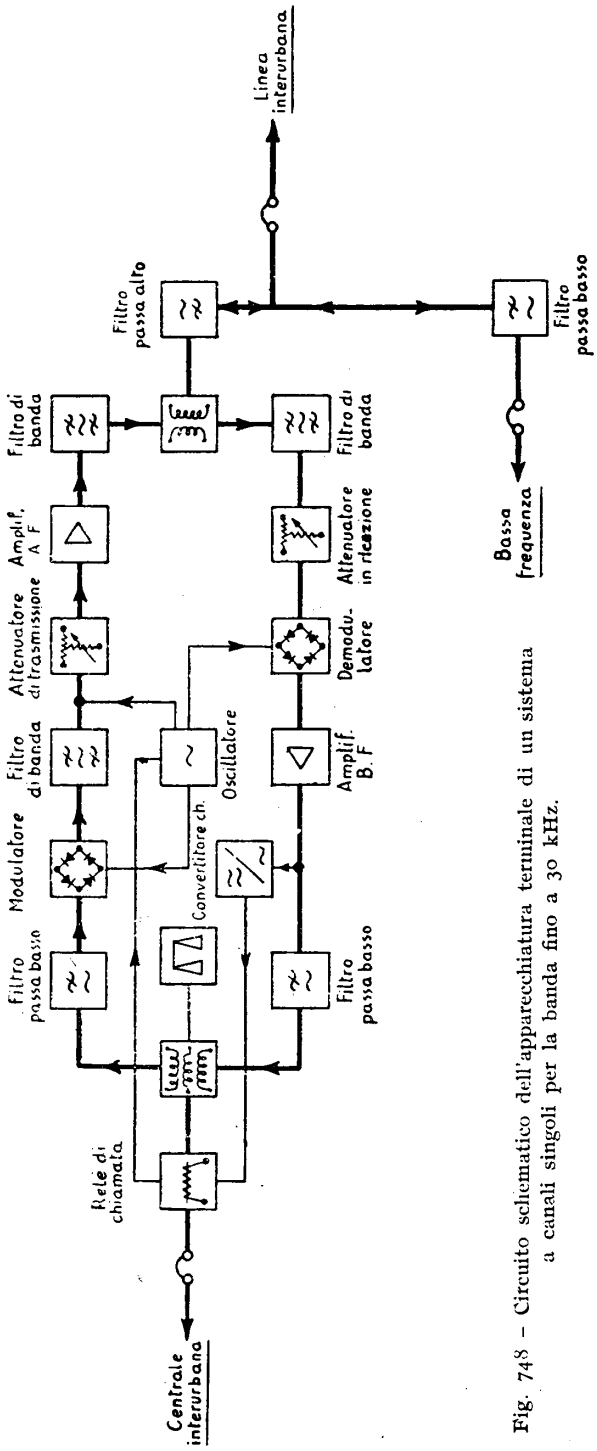


Fig. 748 - Circuito schematico dell'apparecchiatura terminale di un sistema a canali singoli per la banda fino a 30 kHz.

288. Descrizione dei circuiti schematici di un sistema a canali singoli per la banda fino a 30 kHz. — Le caratteristiche di trasmissione sono quelle indicate al n° 286-*B*.

Nella fig. 748 è disegnato un circuito schematico tipico; seguendo il percorso della trasmissione, troviamo: all'entrata dell'apparecchiatura, lato centrale, *gli organi per la chiamata in partenza* (relè sensibile ai 20 Hz); quindi, attraverso il solito *dispositivo a forchetta*, la corrente vocale è portata al *filtro passa basso* ed al *modulatore* (un ponte a raddrizzatori metallici). Il modulatore è collegato anche all'*oscillatore*, unico per le due direzioni; la disposizione a ponte elimina la portante e il successivo *filtro di banda* consente il passaggio solo alle due bande modulate. Segue un *attenuatore* e l'*amplificatore delle due bande modulate*, delle quali, attraverso il *filtro direzionale di banda*, si manda in linea solo la superiore o l'inferiore (a seconda che si tratti dell'uno o dell'altro terminale). Infine, attraverso un traslatore, il *passa alto* del *filtro di linea* porta alla linea interlurbana. In direzione contraria, a corrente ad alta frequenza viene separata dalla comunicazione a bassa frequenza mediante i *P. A.* e *P. B.* del *filtro di linea* in parallelo sull'entrata; attraversa, poi, il *filtro di-*

rezionale passa banda e viene portata, tramite un *attenuatore* in ricezione, all'entrata del *demodulatore*, nel quale si unisce alla frequenza portante generata dell'*oscillatore*. In qualche tipo l'oscillatore funziona anche da amplificatore dell'alta frequenza in ricezione. In tal caso è in esso che la banda modulata in arrivo si sovrappone alla frequenza portante, per essere rivelata dall'elemento demodulatore che segue (fig. 750).

Il *demodulatore*, anch'esso a raddrizzatori metallici, rivela la bassa frequenza che, *amplificata* per riportare la comunicazione al livello richiesto in uscita e *filtrata* attraverso un P. B. con frontiera di 3 kHz circa, viene inoltrata alla centrale interurbana attraverso *il dispositivo a forchetta*.

Dal confronto con la descrizione dello schema delle apparecchiature per 3 canali, appare la semplicità del sistema.

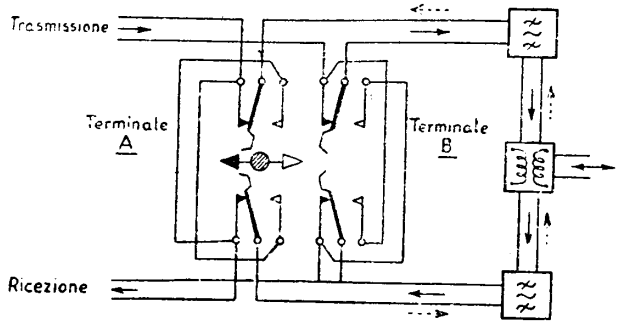


Fig. 749 – Disposizione della chiave di commutazione del terminale di un sistema a canali singoli.

Alcuni particolari, che illustriamo a titolo di esempio, possono dare una idea di come, tuttavia, siano osservati i più importanti requisiti richiesti dalla trasmissione.

Modulatore ed amplificatore in trasmissione. — Sono dei tipi già descritti; l'amplificatore è ad uno o due stadi, ed impiega pèntodi che garantiscono un elevato guadagno ed una buona linearità per la gamma delle frequenze (relativamente basse) da trasmettere. Un certo grado di controreazione assicura una buona indipendenza del guadagno dalle oscillazioni dell'alimentazione.

Filtri di banda. — Sono costituiti da due od al massimo tre cellule, e permettono il passaggio della fascia inferiore o di quella superiore: in uno dei terminali (terminale *A*) il P. BD. in trasmissione lascia passare la banda superiore, quello in ricezione lascia passare la banda inferiore; nel terminale *B*, all'altro estremo della linea, la posizione è invertita. Per semplicità di installazione, si può in alcuni tipi, scambiare la posizione dei due filtri semplicemente con la manovra di una chiave (figura 749), in modo da trasformare a volontà un terminale *A* in uno *B*, e viceversa.

Oscillatore-amplificatore in ricezione. — Nei tipi che presentano questa disposizione, l'entrata (fig. 750) è collegata ad un potenziometro che permette di proporzionare il guadagno all'attenuazione della linea, seguito da un circuito antidi-

storcente, ad elementi variabili (per il caso in cui il collegamento includa tratti di cavo o di conduttori d'acciaio).

La valvola utilizzata (un pèntodo) ha le tre griglie così collegate: la 1ª partendo dal catodo (griglia di controllo) al secondario del traslatore d'entrata (*TE*); la 2ª al circuito risonante per la produzione della frequenza vettrice; la 3ª è la griglia di soppressione.

L'oscillazione prodotta viene portata direttamente al modulatore del lato trasmittente; nello stesso tempo si unisce, nel circuito di placca della valvola, all'alta frequenza in arrivo che, avendo attraversato la valvola stessa, risulta opportunamente amplificata.

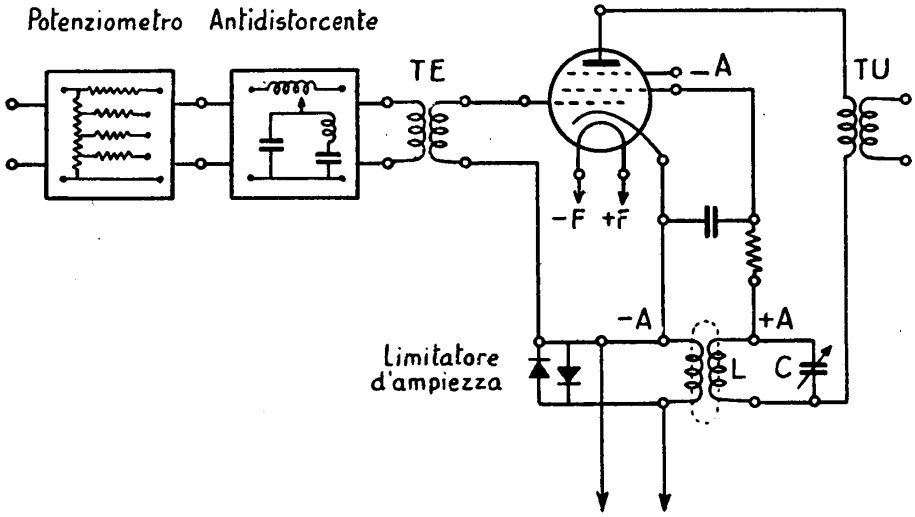


Fig. 750 – Schema di un oscillatore-amplificatore in ricezione.

Il giusto livello dell'oscillazione è controllato da un limitatore di ampiezza (in parallelo con il circuito oscillante) che assorbe la potenza emessa quando questa supera il valore richiesto per una buona modulazione e demodulazione.

Demodulatore, filtro P. B. ed amplificatore di b. f. — Non presentano particolarità rilevanti: il primo può essere semplicemente costituito da due raddrizzatori ad ossido montati in opposizione (fig. 751); il secondo è del tipo più semplice, al massimo di due cellule; l'amplificatore, infine, impiega una valvola a griglia schermo, ed eroga sul differenziale della forchetta.

Sistema di chiamata. — La chiamata a 20 Hz emessa dalla operatrice interurbana, trova (fig. 748) in parallelo sull'entrata dell'apparecchiatura, l'avvolgimento di un relè sensibile a tale frequenza, la cui attivazione determina la modifica del valore della capacità *C* dell'oscillatore, di quanto basta per ottenere una frequenza spostata di 500 o di 1000 Hz in più od in meno (a seconda che si tratti di terminali *A* o terminali *B*) rispetto alla normale frequenza vettrice. Attraverso il

traslatore d'uscita del modulatore e l'amplificatore in trasmissione, la frequenza ($f_v \pm 500 \div 1000$) viene mandata in linea. All'estremità di arrivo la corrente di chiamata percorre il filtro separatore P. A. ed il filtro di banda lato ricezione, eventualmente l'amplificatore-oscillatore e, demodulata con l'oscillazione f_v ivi prodotta, viene amplificata e portata al convertitore di chiamata. Questo, a mezzo di circuiti accordati e relè, trasforma la frequenza di 500 o 1000 Hz in corrente di chiamata a 20 Hz (generata a mezzo di un invertitore di poli o di un vibratore)

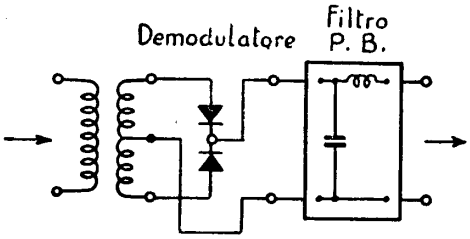


Fig. 751 – Demodulatore ad elementi raddrizzatori metallici.

che viene mandata al posto interurbano di arrivo. Un circuito di sicurezza azionato dalle correnti vocali ordinarie o alcuni circuiti accordati, impediscono che il convertitore funzioni per le armoniche a 500 o 1000 Hz eventualmente presenti nella trasmissione.

Disposizione dei terminali per la formazione dei collegamenti. — La messa in servizio dei sistemi che abbiamo brevemente esaminato è assai celere e non richiede impianti fissi. Anche l'alimentazione delle valvole (tensioni di accensione e di placca) è ricavata direttamente dalla rete, o da una batteria di pile di piccola capacità.

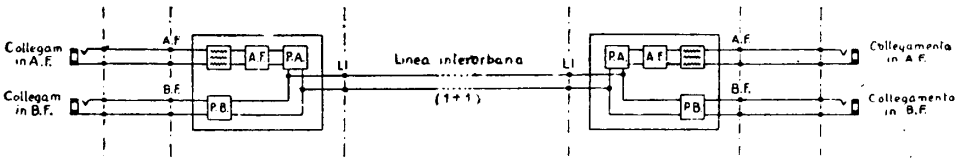


Fig. 752 – Disposizione delle apparecchiature per la formazione di un collegamento in a. f. oltre a quello ordinario (1 + 1).

Quando su di una linea vuole procedersi alla installazione di un sistema in alta frequenza (fig. 752), dopo aver provveduto all'alimentazione ed al controllo del regolare funzionamento (servendosi di uno strumento indicatore e di un commutatore che, in base alle istruzioni della fabbrica, permettono di leggere i valori diversi atti a dare un'idea del funzionamento stesso), si seziona la linea interurbana (per es. alle cassette terminali od al permutatore) connettendone l'estremità agli appositi morsetti di linea *LI*. La bassa frequenza viene poi collegata ad altri due morsetti *B. F.* posti all'uscita del filtro separatore P. B., e così il canale a frequenza portante,

che dai morsetti *A. F.* viene portato, con una nuova linea di giunzione, al jack interurbano, dando luogo al desiderato secondo collegamento.

Se a una linea, portante già un primo canale in a. f., se ne vuole sovrapporre un secondo (avente la frequenza portante indicata in fig. 734), la disposizione delle apparecchiature è quella presentata in fig. 753: il collegamento del 2° sistema viene fatto a monte dei filtri di linea del 1° sistema, in modo da escludere i filtri

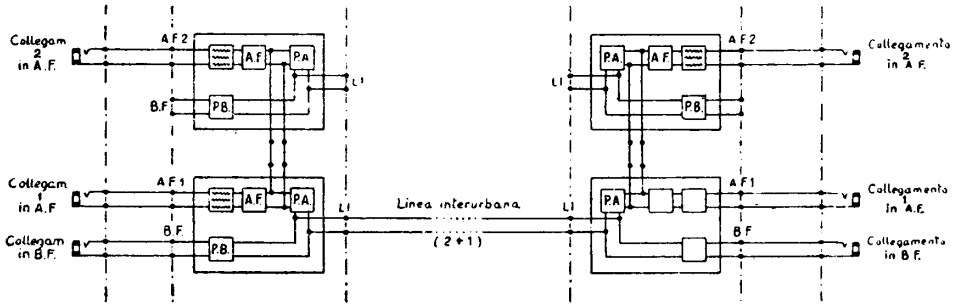


Fig. 753 – Disposizione delle apparecchiature per la formazione di due collegamenti in a. f. oltre a quello ordinario (2 + 1).

P. A. e P. B. di linea della relativa apparecchiatura; in altri termini i filtri del 1° sistema vengono utilizzati anche per il 2°. Analogamente si procede per un 3° sistema.

Se, infine, la linea interurbana collegante le due località fra le quali si desidera operare il collegamento a frequenza portante è composta di due tronchi, il sorpasso del tavolo interurbano intermedio viene fatto mediante un complesso di

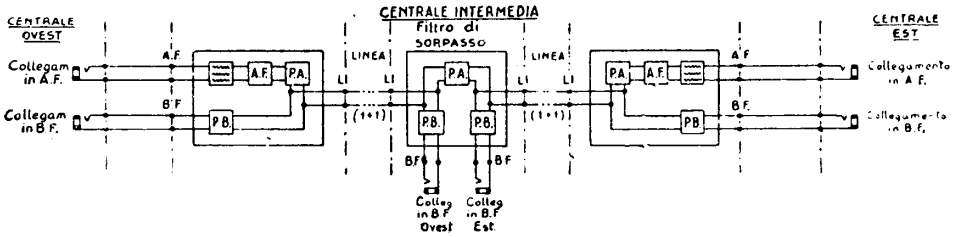


Fig. 754 – Disposizione delle apparecchiature per la formazione di un collegamento con sorpasso di centrale intermedia.

filtri (fig. 754), costituito da due passa basso e da un passa alto, fornito di quattro coppie di morsetti: ai morsetti *LI* si collegano i due tronchi di linea verso ovest e verso est, mentre i jack delle due comunicazioni a frequenza vocale si collegano ai morsetti portanti il contrassegno *B. F.* e posti all'uscita dei due filtri P. B.

289. Descrizione dei circuiti schematici di un sistema a canali singoli per la banda 50-150 kHz. — Le caratteristiche di trasmissione sono quelle viste al n° 286-*C*.

Lo schema del terminale per ciascuno dei 5 canali è quello disegnato in fig. 755.

Procedendo dai morsetti di entrata, lato centrale interurbana, si trova in parallelo il *relè di ricevimento della chiamata* e subito dopo un *filtro P. A.* che blocca le correnti di chiamata impedendo loro di proseguire attraverso gli organi successivi. Segue un *attenuatore* che serve a regolare il livello all'entrata ed il *traslatore differenziale* con *linea artificiale.*

Dal lato trasmissione si passa ad un *amplificatore* che, avendo la griglia di controllo della valvola collegata all'*oscillatore* che genera la frequenza vettrice, agisce anche da *modulatore*: all'uscita sono perciò presenti le due bande modulate nonchè la portante, che, attraverso un *filtro passabanda in trasmissione*, sono portate ai morsetti di uscita.

In direzione opposta, le due bande modulate e la portante in ricezione vengono, attraverso il *filtro di banda in ricezione*, avviate all'entrata di un *amplificatore in a. f.* A questo è associato un *regolatore automatico del livello*, cioè un raddrizzatore (ad ossido metallico) che preleva una parte della corrente amplificata all'uscita, la raddrizza e la porta alle griglie delle valvole (generalmente due) dell'amplificatore: la tensione base di griglia oscilla così in funzione dell'ampiezza della corrente amplificata ed in modo tale che, crescendo tale ampiezza, diminuisce il guadagno.

La disposizione qui descritta è necessaria, poichè, alle frequenze usate, l'equivalente della linea risulta troppo variabile perchè si possa seguire agevolmente con la regolazione manuale del guadagno.

Il *demodulatore* è un semplice raddrizzatore metallico, cui seguono l'*amplificatore di bassa frequenza*, il *filtro passa basso*, la *forchetta* ed i morsetti d'uscita verso la centrale interurbana.

In questi sistemi la chiamata può essere effettuata in vari modi, pressapoco equivalenti. Uno può essere così descritto: la corrente a 20 Hz fa agire il relè di chiamata, sensibile a tale frequenza, e questo manda una corrente a 100 Hz, generata nell'apparecchiatura, all'amplificatore-modulatore in trasmissione. La frequenza portante viene modulata a 100 Hz e, giunta all'estremità ricevente (fig. 756), demodulata; i 100 Hz così riottenuti vengono, dall'amplificatore in b. f., portati (mediante un circuito accordato che rende l'entrata selettiva per tale frequenza) ad uno speciale *amplificatore degli impulsi*. Questo comprende un raddrizzatore metallico ed una valvola termoionica, sul circuito di placca della quale è disposto l'avvolgimento di un relè di chiamata in ricezione. L'attrazione di questo produce l'invio della corrente di chiamata (a frequenza industriale 50 Hz, od a 20 Hz, generati localmente) verso l'interurbano.

Secondo un altro procedimento, il relè di chiamata sensibile ai 20 Hz, provoca (per es. con la messa a terra del catodo del tubo oscillatore) la soppressione delle oscillazioni a frequenza portante; di conseguenza all'arrivo si commuta un relè (derivato sull'amplificatore in bassa frequenza e normalmente attratto quando è presente la portante) che provvede ad inviare la chiamata, generata localmente, verso la centrale.

Formazione dei collegamenti. — Come si è detto la grande semplicità e maneg-

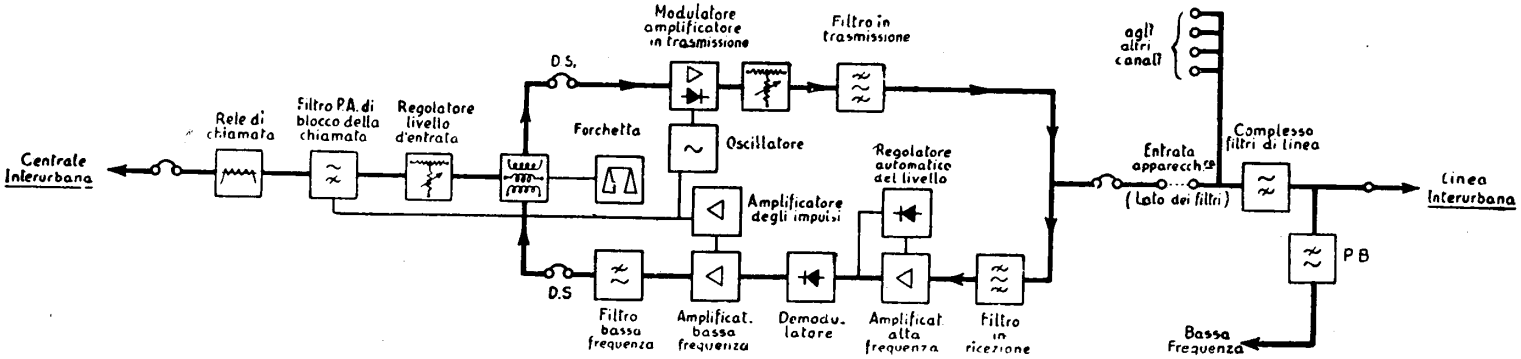


Fig. 755 – Circuito schematico dell'apparecchiatura terminale di un sistema a 5 canali singoli per la banda 50-150 kHz.

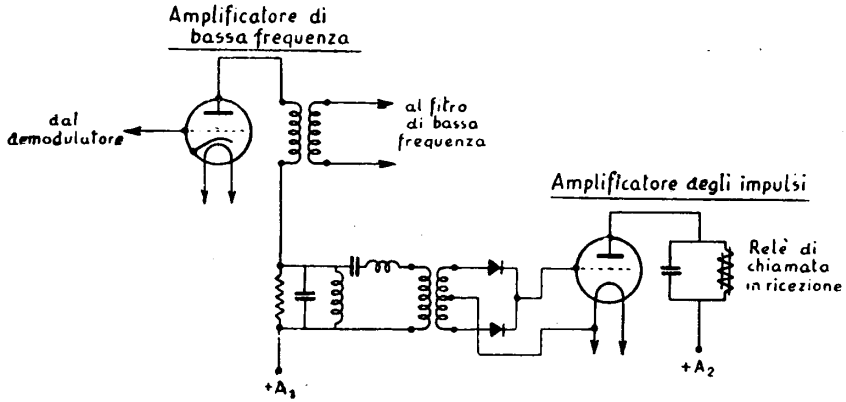


Fig. 756.

Amplificatore degli impulsi di chiamata in ricezione per un sistema a 5 canali singoli.

gevolezza di queste apparecchiature le rende di grande aiuto per la costituzione rapida di collegamenti, entro i limiti della loro portata. A ciò si aggiunga che i 5 canali possono essere sovrapposti su di un circuito nel quale già sono in servizio sistemi a 3 canali. Per facilitare la messa in opera delle apparecchiature, i *filtri di linea* sono generalmente separati dalle intelaiature dei canali e disposti dentro cassette che si prestano anche per l'impianto su palo, all'esterno. Le più comuni realizzazioni che si rendono così possibili sono le seguenti:

a) *Formazione di nuovi circuiti* (da uno a cinque) *su linea aerea terminante alla periferia urbana e raccordata alla centrale con coppie in cavo.* Poichè l'inserzione di tratti di cavo al termine o lungo il percorso di una linea aerea, aumenta fortemente l'attenuazione dei canali di questo tipo, riducendone la portata in modo

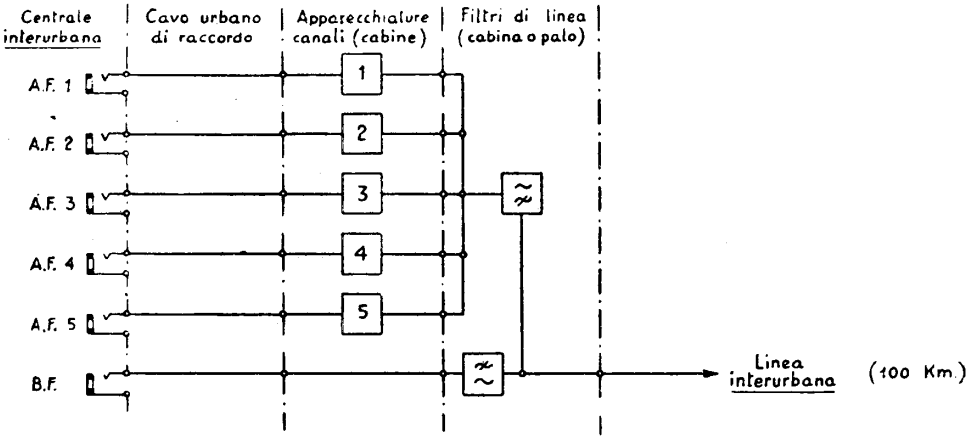


Fig. 757 – Disposizione delle apparecchiature terminali e dei filtri di linea per la formazione di 5 collegamenti in a. f. oltre a quello ordinario (5 + 1).

inammissibile, è necessario adottare la disposizione indicata in fig. 757. Il gruppo dei due filtri di linea P. B.-P. A., con frontiera a 20 kHz si installa al termine della linea aerea, sul palo od in cabina. Le apparecchiature dei 5 canali, che non richiedono una costante sorveglianza e sono alimentate direttamente dalla rete, vengono disposte nella cabina, se esiste, od altro locale prossimo al punto in cui la linea aerea passa in cavo. Il collegamento dei terminali in a. f. con i jack interurbani si fa quindi con coppie del cavo di raccordo, in bassa frequenza e perciò senza che le perdite di equivalente siano praticamente sensibili.

b) *Formazione di nuovi circuiti su linea che già porta un gruppo a tre canali.* La disposizione è quella della fig. 758. Le intelaiature per i 3 canali sono generalmente sistemate in centrale interurbana, dove la loro manutenzione e sorveglianza può essere eseguita con le dovute cure. L'inclusione di tratti di cavo anche di qualche chilometro non dà, infatti, per questi collegamenti che fanno uso di frequenze relativamente basse, un aumento di attenuazione eccessivo, e può essere, comunque, compensato aumentando il guadagno le cui possibilità di regolazione

sono previste in limiti piuttosto ampi. Invece le intelaiature per i nuovi 5 canali devono essere installate al termine della linea aerea, come è stato sopra indicato. Fra la centrale e la cabina si deve perciò disporre di una coppia per i 3 + 1 collegamenti fino a 40 kHz, e di tante coppie quanti sono i canali aggiunti in a. f.

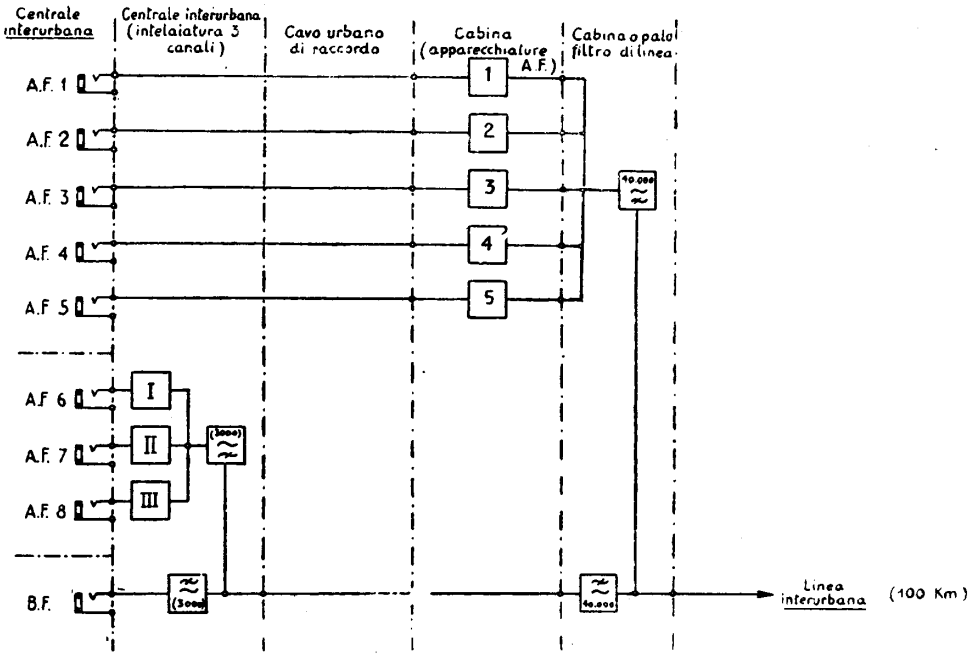


Fig. 758 – Disposizione delle apparecchiature terminali e dei filtri di linea per la formazione di 5 + 3 collegamenti in a. f. oltre a quello ordinario (5 + 3 + 1).

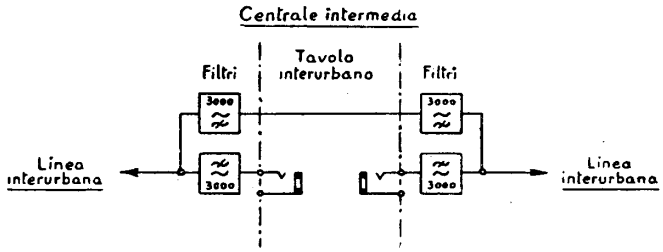


Fig. 759 – Gruppo filtri di sorpasso di una centrale intermedia, per il sistema a 5 canali.

c) *Sorpasso di una centrale interurbana intermedia.* Le centrali disposte lungo il collegamento di un centinaio di chilometri (portata dei sistemi a 5 canali), dove eventualmente è sezionato il collegamento in bassa frequenza, devono venir sorpassate dal gruppo dei 3+5 canali in a. f. Ciò si ottiene con l'uso di *filtri di sorpasso* aventi frontiera di 3 kHz circa, disposti come in fig. 759.

d) *Sorpasso di una centrale nella quale hanno terminazione alcuni o tutti i canali del gruppo superiore.* Alla fine della linea di 100 km circa, od anche in punti intermedi di essa, i canali che ivi terminano devono essere sezionati, e separati dal sistema a 3 canali che, avendo portata maggiore, transita semplicemente in quel punto.

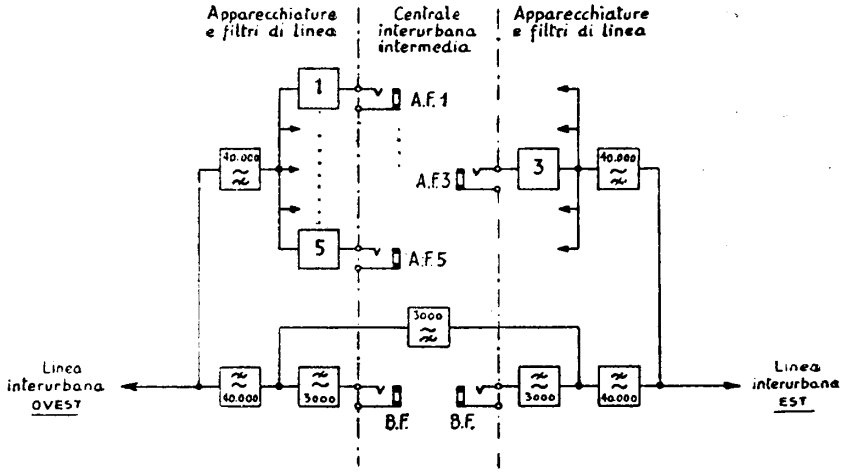


Fig. 760 – Disposizione dei filtri separatori in una centrale intermedia per il sezionamento del sistema dei 5 canali superiori e del collegamento in b. f. ed il prolungamento dei 3 inferiori.

Lo schema è allora quello della fig. 760. Al termine della linea interurbana si installa prima un gruppo di filtri P. B.-P. A. con frontiera 40 kHz. Dal P. A. si derivano i collegamenti alle apparecchiature terminali del sistema a 5 canali, mentre dal P. B. si procede verso un secondo gruppo di filtri P. A.-P. B. con frontiera 3 kHz,

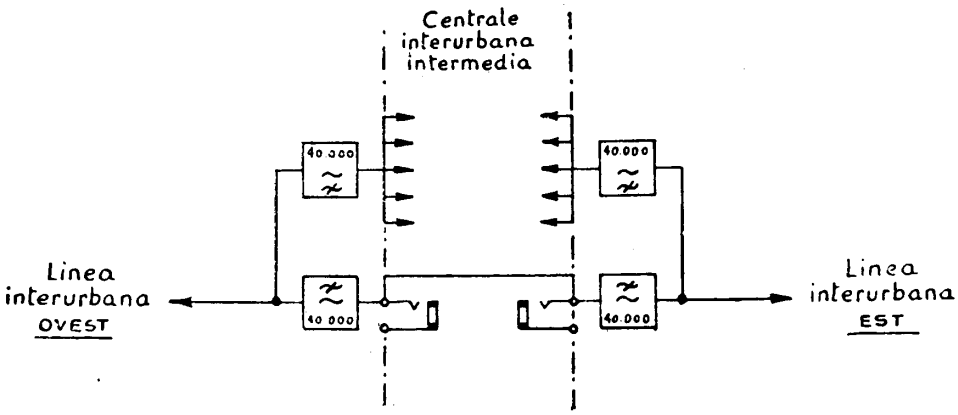


Fig. 761 – Disposizione dei filtri separatori quando si vuole effettuare il sezionamento dei 5 canali superiori, ed il prolungamento dei 3 inferiori e della b. f.

che separa la bassa frequenza dal sistema a 3 canali. Quando la bassa frequenza non debba essere sezionata, questo secondo gruppo di filtri di linea con frontiera 3 kHz può essere eliminato e si può operare il collegamento diretto fra i due P. B. (40 kHz) verso est e verso ovest (fig. 761).

290. Cenni sulle apparecchiature per sistemi in a. f. su cavi. — Le caratteristiche di trasmissione di questi sistemi differiscono alquanto da quelle dei sistemi per linee aeree. È stato già accennato (n^i 239 e 240) alle difficoltà inerenti alla costituzione dei circuiti di trasmissione, per cui la pupinizzazione è stata prima ridotta a valori bassissimi ed infine abolita, per arrivare a coppie speciali di tipo coassiale o tubolare.

Si è anche visto come, crescendo l'attenuazione con l'ampliarsi del campo delle frequenze da trasmettere, si riduca necessariamente la distanza fra stazioni amplificatrici, talchè, per una determinata linea in cavo, la distanza di amplificazione e la larghezza di banda totale sono due fattori che agiscono in senso opposto, limitandosi a vicenda.

Stabiliti questi due elementi, il numero dei canali viene ottenuto fissando la larghezza disponibile per ciascuno. Questa è stata dal C.C.I.F. stabilita, come dato provvisorio, in 4000 Hz, anche in relazione alla necessità di non complicare eccessivamente i filtri di banda.

Per quanto si riferisce all'amplificazione di gruppo, il pericolo di intermodulazioni è quello che determina le più gravi difficoltà di costruzione; con amplificatori a più stadi ed a controreazione si riesce però ad assicurare una linearità quasi perfetta, un basso livello di rumore ed un guadagno complessivo delle apparecchiature di almeno 7 neper, quale è richiesto per le frequenze più elevate. Più che il valore assoluto della più elevata frequenza da amplificare, la difficoltà di realizzare questi amplificatori è in funzione del rapporto fra le due frequenze estreme: di conseguenza in questi sistemi, potendosi ottenere forti valori del guadagno, si eleva alquanto il limite inferiore della banda trasmessa. Ciò rende meno difficile anche la costruzione degli equalizzatori, perchè la curva di attenuazione di una linea omogenea è, come sappiamo (fig. 563), sempre meno inclinata col crescere delle frequenze.

Poichè in Italia mancano costruzioni di questo genere, le notizie sommarie che qui possiamo dare sono tratte esclusivamente da quanto è apparso sulle riviste, negli anni immediatamente precedenti la guerra.

Quest'ultima parte del libro, perciò, deve considerarsi solo come una introduzione ed un cenno di quello che dovrà dirsi fra qualche anno, quando la tecnica avrà attuato fra noi dei sistemi completi, ed i tipi avranno raggiunto una standardizzazione. D'altronde, la nostra materia è tuttora talmente in via di sviluppo che la parola « fine » che tra breve dovremo scrivere è, e sarà per molto tempo, provvisoria.

A) Per i cavi interurbani *non pupinizzati*, il cosiddetto *sistema « K »*, che impiega, per le due direzioni di trasmissione, due cavi separati e le medesime frequenze portanti, è schematizzato in fig. 762. Questo sistema, realizzato in America, ha il

suo corrispondente nel *sistema* « *U* » della Siemens. I canali sono 12 per ogni coppia, spaziati di 4 kHz, e disposti ordinatamente fra 12 e 60 kHz.

Le stazioni amplificatrici sono collocate ogni 30 km; ogni 60 km si ha una stazione principale, le altre sono sorvegliate a distanza, dalle stazioni principali, mediante un sistema di allarmi in corrente continua o bassa frequenza. L'equipaggiamento terminale di ogni coppia comprende i modulatori e demodulatori, i

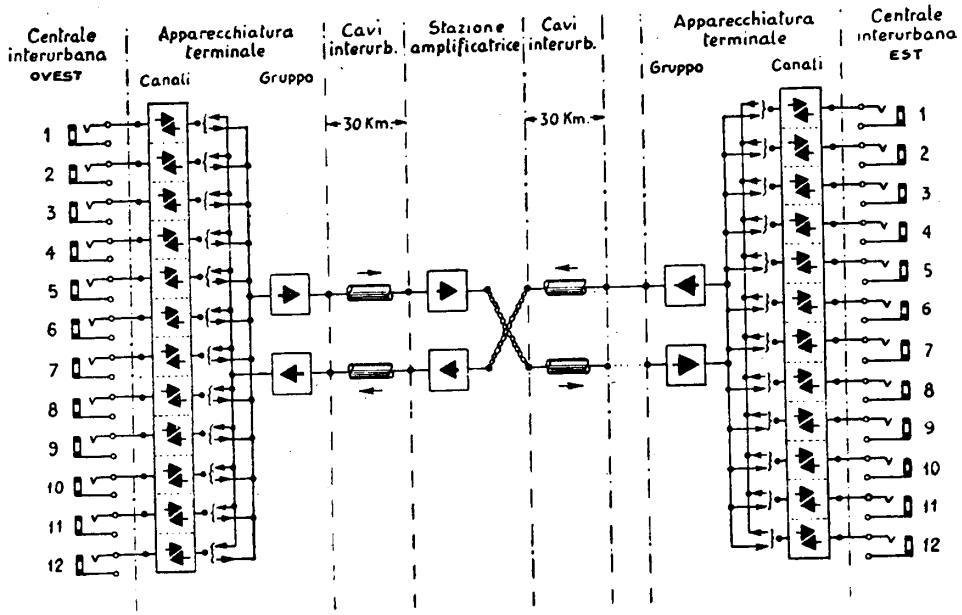


Fig. 762 – Schema di un sistema di collegamenti a 12 canali su due coppie in cavi separati per le due direzioni di trasmissione.

filtri di banda ed i generatori delle frequenze portanti; comprende ancora un modulatore ed un demodulatore di gruppo, i due filtri di gruppo e gli amplificatori terminali.

La modulazione è eseguita in due tempi (fig. 763): ognuna delle 12 bande vocali (300 ÷ 2700) viene modulata alle frequenze 64, 68, 72 ... 104, 108 kHz, e, con il filtraggio, si lascia passare in ogni canale solo la banda inferiore di modulazione; il gruppo 60 ÷ 108 kHz, viene quindi modulato ancora alla frequenza di 120 kHz, e sulla linea viene inviata la banda inferiore 12 ÷ 60 kHz.

La demodulazione all'estremità d'arrivo viene eseguita in modo esattamente contrario.

Il terminale, per ciascun canale, prende pertanto la configurazione schematica indicata in fig. 764. La linea in arrivo dal tavolo interurbano trova: il *differenziale* e relativa *linea artificiale*; il *modulatore* (con l'associato *oscillatore*); il *filtro di banda*. Le uscite dei 12 filtri di banda sono poi riunite in parallelo all'entrata del *modula-*

tore di gruppo; seguono il *filtro di gruppo in trasmissione*, l'*amplificatore* e l'entrata del cavo ovest-est.

In direzione opposta, il gruppo che arriva dal cavo est-ovest trova; l'*amplificatore* (al quale è associato il *regolatore automatico del guadagno*); il *demodulatore di gruppo*, il *filtro di gruppo*, un *amplificatore* e le entrate in parallelo dei 12 *filtri*

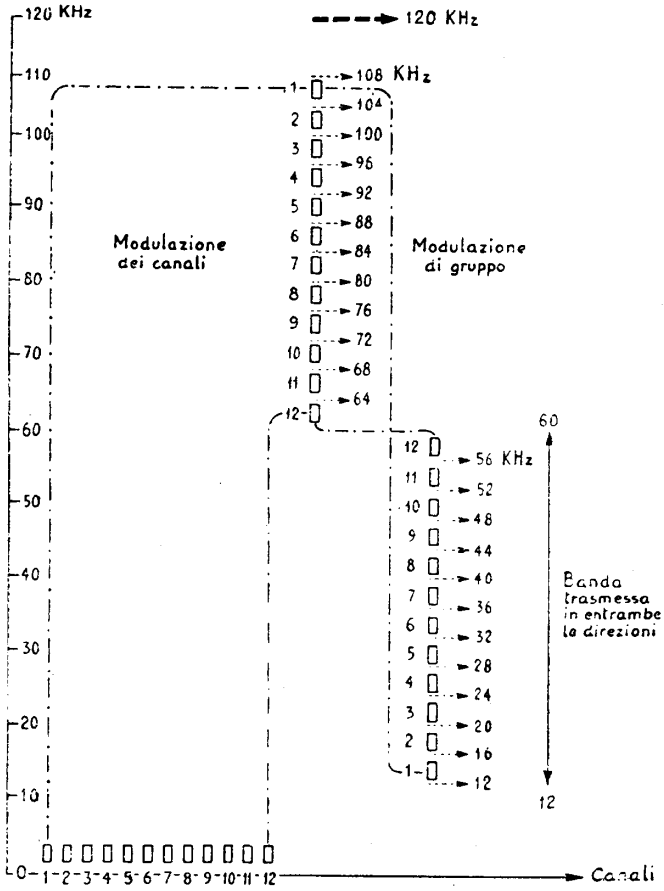


Fig. 763 – Diagramma della modulazione dei canali e del gruppo nel sistema a 12 canali su cavi.

di banda. Ciascuna di queste bande viene *demodulata*, *amplificata* ed inviata, tramite il *differenziale*, alla centrale interurbana.

In questo sistema è caratteristico l'impiego, nei filtri di banda, di cellule a traliccio realizzate mediante cristalli di quarzo, che assicurano una separazione molto netta fra i canali contigui. Modulazione e demodulazione sono effettuate con ponti ad elementi ad ossido. Le frequenze portanti, per ogni gruppo di 12 ca-

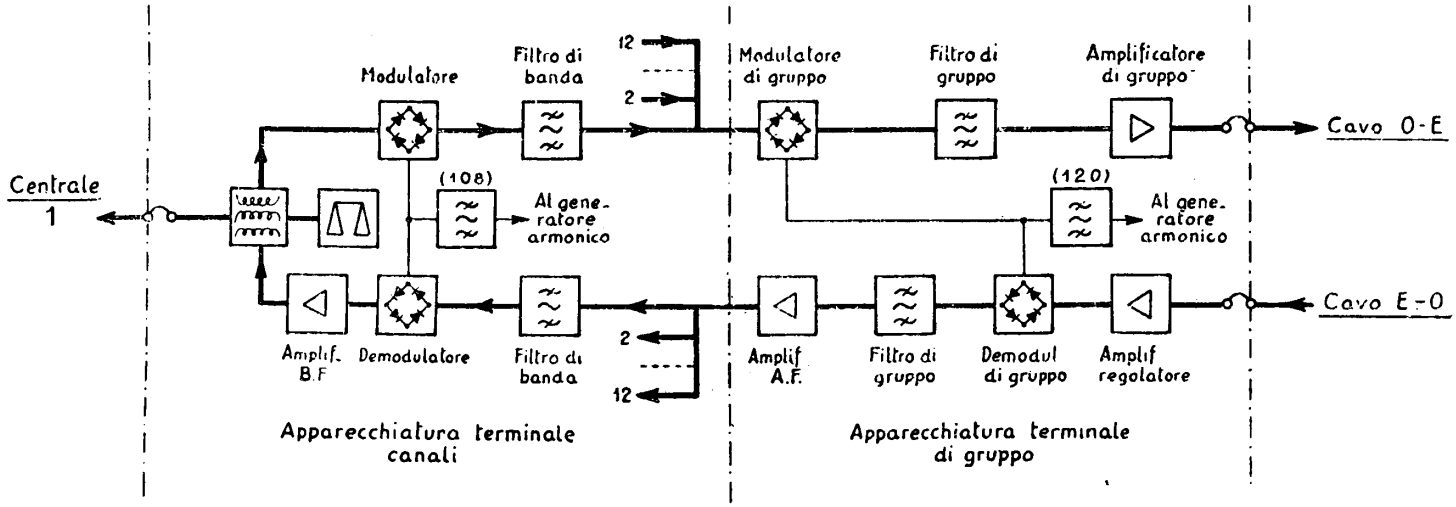


Fig. 764 – Circuito schematico dell'apparecchiatura terminale di un sistema a 12 canali in cavi.

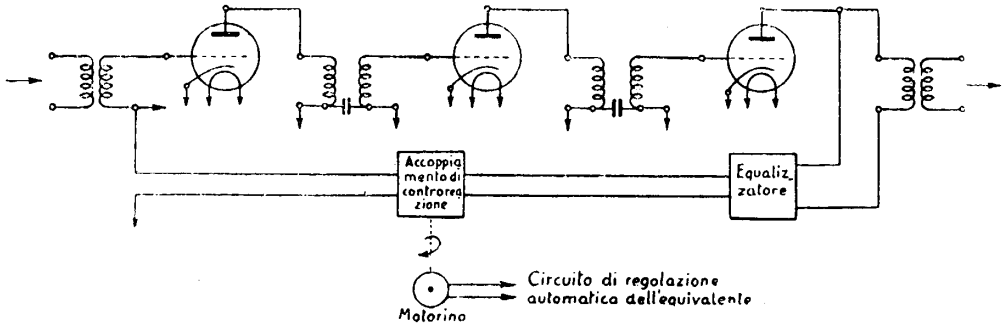


Fig. 765.

Amplificatore di gruppo a controreazione con regolazione automatica del guadagno.

nali, sono fornite da un unico generatore armonico, di potenza adeguata, dal quale le varie frequenze sono prelevate attraverso filtri molto selettivi.

Infine, quando il numero degli amplificatori in serie sia grande e, soprattutto, quando lunghi tratti di linea sono in cavo aereo (come avviene in America per i lunghi collegamenti intercontinentali che raggiungono anche 4000 km) soggetti all'influenza delle variazioni di temperatura assai più di quelli sotterranei, la regolazione dell'equivalente è effettuata, entro limiti molto ampi, in modo automatico, con l'ausilio di una corrente continua o di una frequenza pilota, le cui variazioni di equivalente provocano la rotazione di un motorino associato al circuito di controreazione dell'amplificatore di linea (fig. 765).

B) Il sistema svedese per cavi ordinari a bicoppie non pupinizzate (al quale si è accennato già al n° 239) permette di attuare 8 canali su ogni circuito fisico, preventivamente bilanciato in modo particolarmente esatto per ridurre gli effetti della telediafonia. Le due direzioni di trasmissione vengono realizzate dividendo in due parti la banda complessiva (che va da 8 a 64 kHz circa). La parte inferiore (fig. 766) va da 8,4 a 33,6 kHz, quella superiore da 38,4 a 63,6 kHz. Poichè la larghezza di 25,2 kHz non è sufficiente ad ospitare più di 6 canali, se a ciascuno si

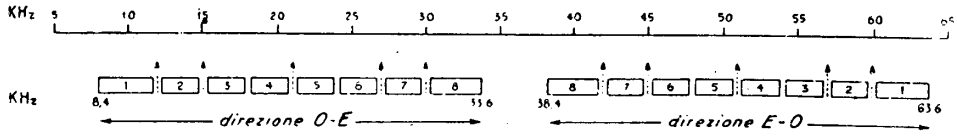


Fig. 766 – Disposizione delle frequenze per un sistema ad 8 canali su cavo.

vuol riservare una fascia di 4 kHz come stabilisce il C.C.I.F., in questo sistema si è ridotta la fascia a 3000 Hz per 6 degli 8 canali, dato che il loro impiego è previsto per circuiti a carattere nazionale, lasciando per i due canali estremi, destinati ai collegamenti internazionali, la fascia di 4000 Hz.

Lo schema di un'apparecchiatura terminale è indicato nella fig. 767; esso differisce da quelli finora esaminati per un sistema di *modulazione in due tempi* di particolare interesse. Infatti, con l'impiego di un numero limitato di frequenze vettrici, si riesce a sistemare l'intera serie dei canali nell'ordine indicato in fig. 766.

Per esempio: il primo canale (a larga banda) viene prima modulato alla frequenza di 9 kHz, come è indicato in fig. 768. Il filtro di banda che segue il 1° modulatore sopprime la banda inferiore modulata, e la banda superiore viene modulata una seconda volta a 21 kHz. Il secondo filtro di banda lascia passare la banda inferiore, che risulta disposta fra 8 e 12 kHz.

Il secondo canale è modulato prima a 6 kHz e si utilizza la banda modulata superiore; questa viene rimodulata a 21 kHz e si utilizza la banda inferiore, che viene a cadere fra 12 e 15 kHz.

Il terzo canale è modulato a 6 kHz, come il secondo, ma si utilizza la banda modulata inferiore; con ciò la seconda modulazione a 21 kHz, della quale si utilizza

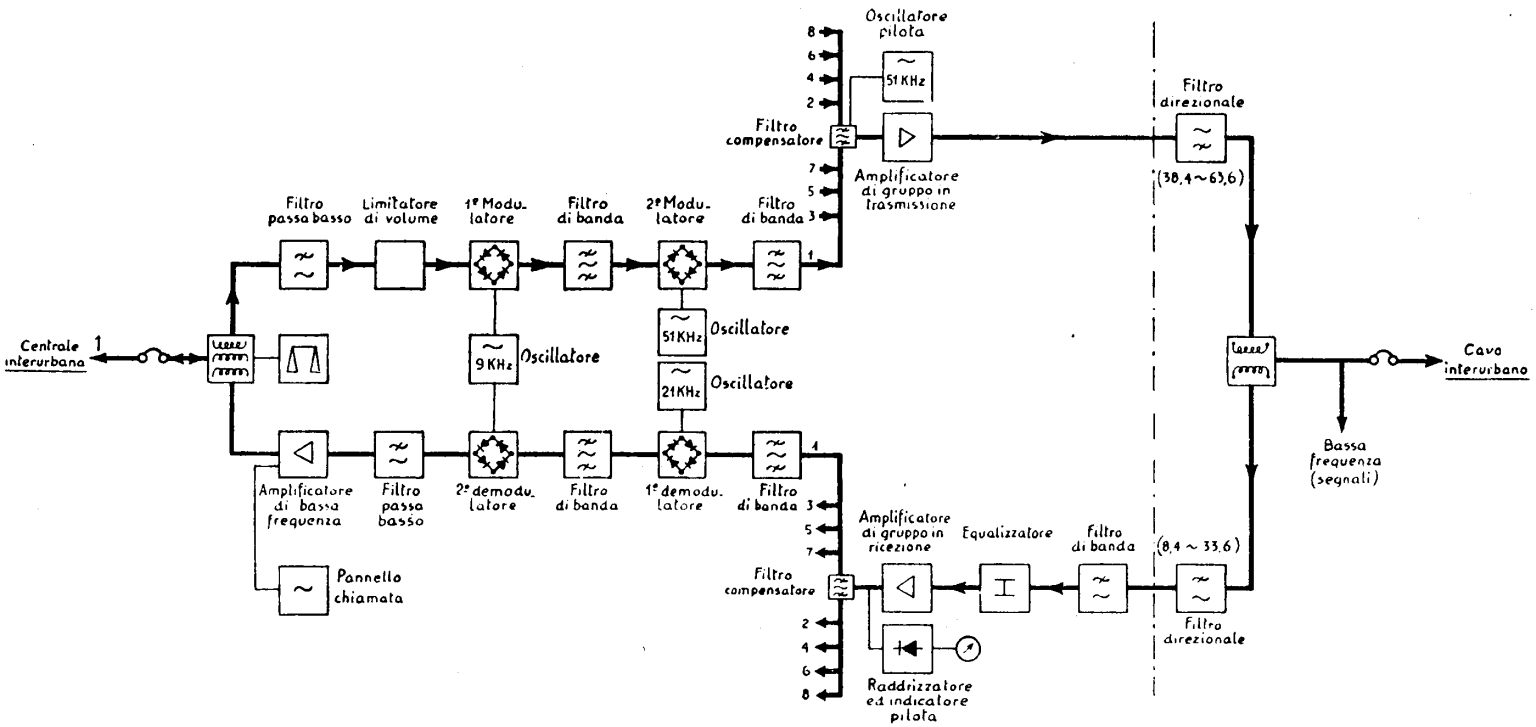


Fig. 767 – Circuito schematico dell'apparecchiatura terminale di un sistema ad 8 canali su cavo.

ancora la banda inferiore, porta il canale fra 15 e 18 kHz. E così via, per i canali successivi.

Le frequenze portanti di 6, 21, 27, 45, 51 e 9 kHz, dalla cui combinazione vengono ottenuti i vari canali nell'ordine voluto, sia in una direzione che nell'altra, sono prodotte da altrettanti generatori (di potenza sufficiente per alimentare un certo numero di complessi), pilotati da un'unica frequenza di 120 kHz stabilizzata a quarzo.

Gli amplificatori, sia in bassa frequenza che di gruppo, sono a controreazione ed impiegano pèntodi di tipo moderno.

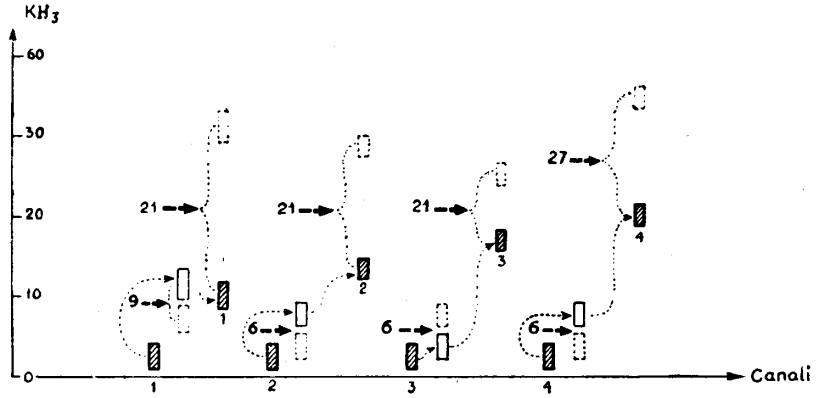


Fig. 768 – Schema delle due modulazioni per i primi 4 canali del sistema ad 8 canali su cavo.

Uno speciale interesse ha il sistema dei segnali a distanza, per cui le stazioni amplificatrici secondarie possono essere totalmente sorvegliate ed azionate a distanza, dalle stazioni principali contigue. Viene utilizzata come supporto una delle coppie che portano gli 8 canali in a. f., a mezzo di impulsi a corrente continua. Naturalmente viene sacrificato, per tale scopo, il collegamento in bassa frequenza su tale coppia.

Bastino i pochi accenni dati sui tipi più noti di apparecchiature per a. f. su cavo, per avere un'idea del moderno orientamento in materia, e dei metodi che con tutta probabilità verranno attuati nei futuri sviluppi della rete telefonica nazionale.

RIFERIMENTI

Per lo studio dei filtri elettrici:

P. DAVID, *Les filtres électriques*, Parigi, Gauthier-Villars et C.ie, 1935.

E. GLOWATZKY, *Entwurf und Beispiele symmetrischer Siebschaltungen nach der Methode von W. Cauer* (Trattazione schematica ed esempi di filtri simmetrici secondo il metodo di W. Cauer), « E.N.T. », N. 9 e 10, 1933.

H. ROGER JULIA, *Sur la théorie des filtres de W. Cauer*, « Bulletin de la Societè française des électriciens », Ottobre, 1935.

H. EPHESER und H. GLUBRECHT, *Die Grundlagen der Siebschaltungstheorien und ihre Anwendungen* (Fondamenti e applicazioni della teoria dei filtri) « E.N.T. », Agosto 1940 (contiene la bibliografia di tutti i lavori del Cauer).

R. SARTORI, *Teoria generale dei filtri elettrici*, « Rendiconti A.E.I. », fasc. IV, 1936.

A. L. ALBERT, *Electrical Communication*, Chapman & Hall Ltd., Londra, 1934, cap. X, pagg. 258÷279.

W. L. EVERITT, *Communication Engineering*, Mc Graw Hill Book Co., New York, 1937, cap. VI, pagg. 179÷214 (che cita in bibliografia le memorie originali di Zobèl e Campbell) e pagg. 88÷90 per il teorema di Foster.

Per la teoria della modulazione e demodulazione di ampiezza:

G. DILDA, *Radiotecnica*, vol. II, pagg. 128÷170, Torino, Levrotto e Bella, 1945.

L. PIVANO, *Nota sul processo di modulazione di ampiezza*, « L'Elettrotecnica », 1946.

R. S. CARUTHERS, *Copper oxide modulators in carrier telephone sistems* (Modulatori ad ossido di rame nei sistemi di telefonia a frequenza vettrice), « Electrical Engineering », Giugno 1939.

Per gli amplificatori a controreazione:

G. DILDA, *Radiotecnica*, vol. II, pagg. 354÷371, Torino, Levrotto e Bella, 1945.

Per la tecnica della telefonia in alta frequenza:

A. SAPIENZA, *Telefonia a frequenze vettrici su linee aeree*, « Rassegna P.T.T. », Luglio e Agosto, 1939.

B. W. KENDALL e H. A. AFFEL, *A 12 channel carrier telephone system for open wire lines* (Un sistema di telefonia a frequenze vettrici a 12 canali per linee aeree), « Electrical Engineering », Luglio, 1939.

S. JANSON, *Sistema ad 8 canali per cavi non pupinizzati*, Ericsson Technics, N. 1 e 2, 1945.

APPENDICE I

NOTE DI AGGIORNAMENTO ALLE PARTI PRINCIPALI DEL LIBRO

In queste note passeremo in rapidissima rassegna — seguendo l'ordine dei capitoli — le principali questioni che avrebbero dovuto fare oggetto di revisione e di aggiornamento, augurandoci che gli accenni molto sommari siano sufficienti ad indurre lo studioso alla consultazione dei libri e delle riviste citate, dove gli argomenti stessi sono sviluppati e dove — ancora — potranno essere reperiti ulteriori riferimenti bibliografici.

Una buona rassegna bibliografica, ben classificata, trovasi nella Rivista « Telecomunicazioni » edita dal Ministero delle P.T.T. in collaborazione con le Società Telefoniche Concessionarie e le Industrie Telefoniche.

Apparecchi telefonici.

a) Schema elettrico. Tutte le fabbriche costruiscono soltanto apparecchi con dispositivo antilocale. L'uso di materiali ferromagnetici ad alta permeabilità nei nuclei delle bobine, l'impiego di condensatori a bassa perdita, lo studio accurato dei valori elettrici hanno permesso di ottenere circuiti con effetto antilocale assai più elevato che non per il passato. L'ultimo modello della Western Electric (non ancora introdotto in Italia) è dotato di una vera e propria linea artificiale di bilanciamento.

b) Sostanziali innovazioni si sono avute nelle caratteristiche elettroacustiche dei microfoni e dei ricevitori, per aumentare l'efficacia della trasmissione e della ricezione e migliorare la linearità della risposta. I costruttori sono ricorsi ad artifici vari molto interessanti, per i quali si rimanda alle monografie ottenibili dalle Case Costruttrici. L'interessantissimo modello americano (tipo 500) è descritto nel numero di aprile 1951 dal « Bell System Technical Journal ».

c) Dal punto di vista meccanico costruttivo, si sono avuti progressi nella forma delle cuffie e dei microtelefoni; la bakelite è ormai l'unico materiale adoperato. Posizione e conformazione degli organi sono stati accuratamente ristudiati per rendere conveniente la costruzione in serie, la manutenzione ed il ricambio delle parti guaste; i dischi combinatori, rimasti sostanzialmente immutati, presentano anch'essi notevoli migliorie tecnologiche, che hanno molto aumentato la leggerezza di uso e la silenziosità. Per i cordoni si sta diffondendo la ricopertura in plastica.

d) I progressi tecnici accennati sono stati realizzati sulla guida di studi approfonditi, condotti presso i più grandi laboratori (Bell System, Standard inglese, Siemens di Monaco e Zurigo, principali Amministrazioni Europee e, in Italia, Istituto G. Ferraris ed Istituto Nazionale di Elettroacustica presso il Consiglio Nazionale delle Ricerche) per indagare il fenomeno di trasformazione elettroacustica nei microfoni e nei ricevitori e valutarlo obbiettivamente. Gli studi sulla misura della intelligibilità e dell'equivalente di un sistema telefonico complesso, con metodi statistici e obbiettivi, hanno influenzato anche le prescrizioni del CCIF. Sull'argomento sarà utile lettura la monografia di F. Sozzani, *Considerazioni sul modo di valutare le perdite di trasmissione nelle reti telefoniche Nazionali ed Internazionali*, memoria n° 318 degli « Atti dell'A.E.I. », Napoli 1949; e l'articolo di R. Schiaffino, *Sulla qualità della trasmissione telefonica* in « Poste e Telecomunicazioni », N. 1, Vol. 20°, 1951. In sintesi si va preparando in seno al C.C.I.F. il terreno per la sostituzione del criterio di « equivalente di riferimento » rispetto allo SFERT (che è una misura del rendimento in « volume ») con il criterio della misura in « qualità » e « nitidezza », mediante la valutazione dell'« Attenuazione Equivalente di Nitidezza » (sigla AEN) degli apparecchi telefonici rispetto al campione di « Apparecchio di Riferimento per l'AEN » (sigla ARAEN).

Generalità sul servizio telefonico.

Il Capo 1° del Cap. V del Libro, accenna sommariamente all'organizzazione del territorio di un paese in vista di un determinato tipo di servizio telefonico. In proposito, la lettura delle appendici 2 e 3 permetterà al lettore di valutare la profonda crisi che, specie in Italia, sta modificando in questo dopoguerra i metodi di esercizio e, di conseguenza, i criteri di progettazione degli impianti pubblici. A quanto detto in tali appendici si può aggiungere che:

a) Il CCIF è decisamente orientato, nei suoi studi, verso l'unificazione della rete telefonica mondiale o per lo meno di quella Internazionale Europea, con il sistema di servizio *celere* o *semiautomatico*, che consente di effettuare qualsiasi collegamento con l'intervento della sola operatrice di partenza. I capisaldi di tale sistema furono posti nella Riunione di Montreaux del 1946, ai cui Atti si manda (Programme Général d'Interconnexion téléphonique en Europe); ed una delle principali caratteristiche è l'uso di circuiti ad *alta velocità di propagazione* ricavati su cavi a bassissima pupinizzazione o non pupinizzati, a coppie simmetriche ovvero su cavi coassiali, mediante apparecchiature in A. F.

b) In Italia un primo impulso alla redazione di un Piano Regolatore Nazionale è venuto dal « Piano di ricostruzione, modernizzazione e sviluppo » redatto dalla apposita Commissione inviata dalla I.T.T. (International Tel. and Tel. Co.) per conto del Ministero PP. TT. nel 1947; poco dopo una apposita Commissione nominata in seno al Consiglio Nazionale alle Ricerche, fra il 1947 ed il 1948, ha impostati in numerose monografie ed in Rapporti Conclusivi, alcuni dei più importanti problemi da cui dipende la definizione di tale piano.

Più recentemente il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, creando un Consiglio Superiore delle Telecomunicazioni, si è dato un organo consultivo della massima importanza per il raggiungimento di una organizzazione tecnica efficiente in materia, ed è di fresca nomina una Commissione (emanazione del predetto Consiglio) che stu-

dierà il definitivo Piano Regolatore per la Rete Telefonica Italiana, da sottoporre all'approvazione degli Organi Legislativi.

È quindi da sperare che si stia approssimando, anche per l'Italia, un periodo di maggiore chiarezza e stabilità sulle direttive generali dà seguire nel servizio pubblico delle Telecomunicazioni, con grandi vantaggi tecnici e sociali.

Commutazione.

Le nuove esigenze del servizio automatico interurbano, o celere semiautomatico interurbano, hanno esercitato un fortissimo stimolo sulla industria delle apparecchiature di commutazione, onde i progressi ai quali sarebbe interessante accennare sono numerosi e questa parte del Libro andrebbe grandemente accresciuta.

La più importante tendenza nelle centrali interurbane è quella della abolizione dei jack e delle spine nei cosiddetti tavoli *senza cordoni*. In essi (realizzati dalle più note fabbriche) il posto di lavoro dispone di un certo numero di pulsanti ed avvisatori ottici, di vario colore, mediante i quali l'operatrice comanda e segue le varie e note fasi della commutazione; inoltre ha una tastiera numerata per la formazione rapidissima dei numeri di abbonato. Naturalmente, manca il multiplo; un equipaggiamento a relè e selettori effettua tutte le operazioni che una volta erano manuali ed è in grado di compierne — anzi — un numero maggiore, secondo le esigenze della Teleselezione: si tratta principalmente della ricerca o richiamata del numero di abbonato locale, del transito diretto fra due circuiti a 4 fili od a 2 fili, della inserzione e regolazione automatica di amplificatori, dei conteggi relativi all'addebito delle tasse di conversazione secondo le tariffe, della ripetizione di treni di impulsi per la ricerca della via di selezione attraverso uno o più transiti, o della ricerca di una o più vie di traffico sussidiario, nel caso di occupazione della via di normale istradamento, ecc.

Per ottenere con tutta la necessaria celerità un complesso di servizi così notevole le case costruttrici hanno dovuto rendere i loro selettori più celeri ed aumentarne il numero di bracci.

La Siemens ha ideato il *selettore a motore*, un selettore a semplice rotazione, mosso a grande velocità da un sistema di due magneti il cui comando è sempre attuato — come è fondamentale nel sistema — da treni di impulsi. Grande sviluppo ha avuto, in Svezia (dove è stato ideato per la prima volta) ed in America (Bell System) il selettore *a coordinate* o selettore *cross-bar*, a sbarre incrociate. Si immagini su di una piastra rettangolare un complesso di 10 × 10 relè privi di nuclei individuali, le cui ancore possono essere comandate con il movimento di dieci *ponti* verticali e cinque *sbarre* orizzontali: l'incrocio fra un ponte ed una sbarra « caratterizza » il gruppo molle che si vuole attivare e, pertanto commuta tali molle, operando la selezione. La velocità di scelta è, evidentemente, la più grande possibile equivalendo al tempo di attrazione successiva di 2 magneti; il numero di bracci del selettore corrisponde al numero delle molle operate. Anche il classico selettore Strowger ha subito modifiche atte a consentirne l'uso per le accresciute esigenze della selezione e con esso la « Autelco » ha sviluppato il cosiddetto *director*, sorta di complesso registro interurbano capace di realizzare le operazioni cui si è prima accennato. Le case che costruiscono sistemi a registro hanno imperniato su questo organo i predetti sviluppi, ed è proprio con il selettore *cross-bar* che la Ericsson e la Bell hanno realizzato i loro complicati registri interurbani.

Gli studi compiuti per spingere sempre più l'automatizzazione in campo interurbano non si sono, naturalmente, limitati a ricercare e creare organi e circuiti adatti a

tale scopo ma hanno influenzato la struttura dei commutatori automatici urbani, che con quelli interurbani devono venire accoppiati, e pertanto quasi tutti i sistemi descritti nel Libro, al Cap. VI, pur conservando i loro fondamentali caratteri, presentano — nelle moderne edizioni — dettagli ed aggiunte degne di menzione.

La Siemens costruisce le grandi centrali urbane con il Sistema 40, che ha sostituito i sistemi A ed F, e presenta varie modifiche che ne migliorano le caratteristiche di trasmissione e lo rendono atto ai diversi criteri di conteggio automatico urbano ed interurbano. Per maggiori ragguagli sulle recenti realizzazioni di questa Casa occorre procurarsi le pubblicazioni tecniche interne. Vari articoli sono apparsi sulla Rassegna « Poste e Telecomunicazioni » degli ultimi quattro anni, specialmente a firma dell'Ing. G. Dalmonte.

La Ericsson ha anch'essa apportato notevoli innovazioni al proprio sistema, principale fra tutte quello ricordato dell'impiego di registri con selettori cross-bar. Anche le piccole centrali per l'automatizzazione rurale vengono costruite interamente con selettori cross-bar; ma la Ericsson ha recentemente attuato grandi centrali, con intero impiego di questi selettori (Helsinki e Copenaghen). I circuiti sono stati studiati per l'accoppiamento in reti policentriche, con le preesistenti centrali Siemens. Invece in America il selettore cross-bar ha dato, da parte del gruppo Bell, la vita ad un sistema interamente nuovo, come concezione di circuiti, il Cross-Bar N. 5, che si è già enormemente diffuso nelle grandi reti in sostituzione del precedente « Panel » (in Italia non abbiamo esempi di questi sistemi). Notizie più dettagliate si possono trovare nelle ultime annate della « Ericsson Review », nella raccolta delle pubblicazioni Bell (« Bell System Tecnical Jornual » e « Bell Laboratories Record ») e, come notizia e traduzione, sulle « Poste e Telecomunicazioni », dove è anche apparso un articolo monografico di A. Pietrogrande sul Cross-Bar.

La Standard, anzi il Gruppo della International Telegraph and Telephones, cui essa appartiene (Laboratori di New York, Londra, Anversa e Parigi) ha instancabilmente perseguito il perfezionamento dei propri sistemi. Si ha notizia di un sistema « Universal » elaborato nei laboratori americani, adatto alle più moderne esigenze e facente uso di un selettore a pannello; più noto a noi è il Sistema 7 E, realizzato ad Anversa, e facente impiego, insieme al selettore Rotary classico, di circuiti di estremo interesse, perchè dotati — per la prima volta — di rélé elettronici (diodi) e di criteri a corrente alternata (scelta dei livelli per fase) nei circuiti di selezione. Elementi su questo argomento possono aversi dalla lettura dei bollettini interni e di articoli apparsi, negli ultimi anni, in « Electrical Communications ».

Il Sistema 7 E è tuttora, per quanto a noi consta, allo stadio di laboratorio, così come l'« Universal », mentre varie modifiche sono state apportate al 7 D per renderlo atto al servizio interurbano: in Italia la Teleselezione nella Toscana Occidentale ed in Emilia è stata attuata con questo sistema (7 DI).

Circa il sistema Strowger-Autelco, che in Italia ha costruito negli ultimi anni parecchie grandi centrali anche nelle reti policentriche di Milano e di Roma, come si è detto la realizzazione più notevole è l'uso del *director* per il servizio interurbano: notizie possono trarsi dalla lettura di vari articoli apparsi nella rivista di questa casa, dove sono illustrati esempi tipici di teleselezione negli U. S. A.

Volendo approfondire quanto si è fatto e si fa in Europa in campo di commutazione, si leggano anche il « Bollettino delle P.T.T. Svizzere », gli « Annales des Télécommunications Francesi » e la rivista inglese « Post Office Electrical Engeneerig Journual ». Particolarmente utile risulterà la lettura della rivista del « Post Office » inglese per quegli articoli che descrivono l'impiego e l'uso del director sulla rete policentrica

di Londra. (Vedasi anche il Vol. II di « Telephony » di J. Atkinson, edizione Pitman 1950). La lettura di questo argomento viene consigliata perchè si ritiene non improbabile la trasformazione a director delle reti policentriche di Milano e Roma, giunte ad un punto critico del loro naturale sviluppo.

Non possiamo lasciare questo argomento della commutazione senza dire che per quanto si possa oggidì prevedere (e non è molto) i giorni delle centrali elettromeccaniche, meravigliosa testimonianza della ingegnosità umana, così come le conosciamo, costruiamo ed eserciamo noi telefonisti dalla metà del sec. XX, sono da considerarsi ancora più o meno lunghi (specie per ragioni economiche), ma comunque contati, e ciò perchè in tutto il mondo gli studi relativi alle apparecchiature elettroniche proseguono con un ritmo tale (pur avendo per scopo altri obiettivi più diretti, come le centrali direttrici di tiro, le calcolatrici analogiche e numeriche, servocomandi automatici di impianti ed officine), che fra non molti anni la commutazione elettromeccanica si dovrà considerare lenta, incompleta e — alla fine — troppo costosa rispetto alle *centrali elettroniche* o *semi-elettroniche*. Per un altro verso, le ricerche sui tubi *guida d'onda* e gli amplificatori a banda enormemente allargata, potranno fornire uno spazio, conchiuso ma vastissimo, privo di attenuazione, atto alla simultanea propagazione di milioni di *canali*: sarà, allora, la fine della commutazione come tale, e la nostra gloriosa tecnica dovrà (ma sarà così?) cedere il passo a collegamenti di tipo pressochè esclusivamente radio, realizzati a 2 a 2 in tutti i modi possibili fra gli utenti allacciati dal tubo-guida.

Costituzione delle reti urbane.

I progressi che vanno segnalati in questo importantissimo settore si riferiscono tanto alla impostazione e studio razionale dei piani di distribuzione, quanto ai dettagli costruttivi dei materiali impiegati.

a) In ordine al primo argomento, si ricorderà che il Libro (Capo 1° del Cap. X) descrive la classica distribuzione cosiddetta « elastica » ideata or sono parecchi decenni dalla Ericsson e sempre seguita, salvo perfezionamenti anche notevoli nei dettagli costruttivi, sugli impianti italiani.

Il sistema è tanto più conveniente quanto più ci si rifaccia agli stadi iniziali della struttura distributiva di una rete. Col crescere, però, della densità specifica (od intensità: rapporto fra numero di utenti ed unità superficiale), si sono manifestate necessità di carattere soprattutto economico tendenti a diminuire l'immobilizzo di capitale delle reti urbane senza, naturalmente, ridurne l'efficienza, semmai aumentandola. Non si dimentichi infatti che tanto maggiore risulta l'elasticità di una rete quanto piu grande è il numero degli armadi ripartilinee e, rispettivamente, più elevato il rapporto fra coppie secondarie e coppie primarie. D'altronde con l'aumento della predetta intensità di utenti una parte della rete tende ad irrigidirsi, avvicinandosi asintoticamente il tempo della saturazione, cioè l'epoca in cui il rapporto fra *utenti* ed enti diviene uguale all'unità. Raggiunto che fosse questo asintoto la rete elastica non avrebbe alcun senso, essendo esattamente uguale il numero delle coppie primarie e quello delle coppie secondarie; nelle fasi intermedie il sistema elastico puro diverrà dunque via via più dispendioso.

In base alle precedenti considerazioni la Ericsson ha proposto — ed in Italia ne abbiamo attuato numerose applicazioni — il sistema di distribuzione *semirigido* che

realizza una certa economia di armadi collegando direttamente in rigida, attraverso giunti di diramazione collocati nelle camerette sottostanti gli armadi, una parte (per esempio la metà) delle coppie dei distributori, mentre l'altra metà transita normalmente attraverso l'armadio. Si ottiene così una elasticità, diciamo, al 50%, più che sufficiente a sopperire alle fluttuazioni dell'utenza quando questa abbia superato una determinata percentuale di saturazione.

Più recentemente la stessa Ericsson ha proposto il cosiddetto sistema « HT » fondato sull'impiego di cassette di distribuzione in parte alimentate da cavi *longitudinali*, in parte da cavi *trasversali* che collegano fra di loro un determinato gruppo di cassette consentendo la distribuzione elastica su tutta la superficie abbracciata del gruppo di cassette stesse.

Sempre sulla stessa linea di perfezionamento tecnico-economico, altre numerose varianti allo schema fondamentale della distribuzione elastica sono state proposte ed attuate nei diversi Paesi Europei e del Centro e Sud America, mediante l'introduzione, per esempio, di armadi secondari e di cavi trasversali: tutti artifizi tendenti ad aumentare l'utilizzazione della rete senza ridurne la flessibilità, correggendo in tempi successivi le differenze inevitabili fra i piani di previsione iniziali e le reali, spesso capricciose esigenze urbanistiche.

Abbondante letteratura sull'argomento lo studioso potrà rintracciare nelle collezioni di Riviste delle varie Amministrazioni già citate nel precedente paragrafo dedicato alla commutazione. Una memoria monografica sull'argomento è stata pubblicata su « Telecomunicazioni » dall'ing. De Luca.

Una parola particolare va spesa nel menzionare la tecnica costruttiva americana che, a quanto ci risulta, non ha trovato applicazioni nelle città Europee perchè trae origine dalla diversa (più regolare e geometrica) conformazione planimetrica delle Città Statunitensi. Si tratta della distribuzione a cavi longitudinali di potenzialità uniformi, lungo i quali si innestano, mediante giunti, cavi di distribuzione trasversali, con coppie in parallelo; via via che si ha lo sviluppo urbanistico in senso estensivo, vengono posati nuovi cavi principali che rilevano i gruppi di coppie nei cavi trasversali saturi, ripristinando la disponibilità, e quindi l'elasticità, nei cavi primitivi.

Infine è doveroso citare il sistema proposto dall'ing. G. Pasini della TETI ed illustrato in una memoria riportata negli Atti dell'A.E.I., Napoli 1949: il sistema si fonda sull'impiego di cavi principali e secondari di capacità standard, di punti di alimentazione e smistamento realizzati costruttivamente in muffole di forma originale e infine in punti di distribuzione collegati ai punti di smistamento e attraverso essi interconnettibili.

b) Veniamo a parlare dei progressi nei materiali per la costruzione e l'esercizio delle reti urbane.

In primo luogo sono di grande importanza i perfezionamenti introdotti nei cavi. Anche come conseguenza della sempre maggiore difficoltà di approvvigionamento dei metalli e per lo sfruttamento delle tubazioni sotterranee, si sono grandemente diffusi nelle nostre reti maggiori i cavi di forte e fortissima potenzialità con conduttori di rame ⌀ 4/10, isolamento in carta di particolare sottigliezza, cordati a stelle e cablati in gruppi da 50 stelle. La capacità accentuata dei doppini, unita alla forte resistenza, dà valori dell'attenuazione chilometrica alquanto elevati (vedasi tabella fra i dati numerici del Libro), ma sempre tollerabili — entro raggi di distribuzione determinati — e tali da non superare i limiti di equivalente stabiliti in seguito ai più recenti ed approfonditi accordi e studi sull'argomento (vedasi in proposito Appendice II e III). Questi

cavi risultano molto compatti, sufficientemente flessibili, e di ingombro pressochè metà dei cavi con conduttori da 6/10 di potenzialità uguale. Grande è l'economia di rame e di piombo.

All'estremità opposta della scala, nel cavetto di distribuzione a coppie individuali, i perfezionamenti sono stati altrettanto notevoli per l'impiego di materiali plastici (resine sintetiche, gomma sintetica, *neoprene* e simili) in luogo del rivestimento di piombo. Attualmente è molto diffuso da noi un cavetto per raccordi di abbonato, detto in *Biplasto*, che si adopera sistematicamente negli interni, ma anche per gli esterni non troppo esposti alle intemperie.

Un tipo americano, che va diffondendosi per la sua convenienza, è il cosiddetto *drop-wire*, filo binato con conduttori bimetallici *Copperweld* (vedi oltre) rivestiti in neoprene: questo cavetto è perfettamente adatto per impianti all'aperto, è autoportante per tratte di molte decine di metri, ha forte isolamento e viene messo in opera con accessori semplici che rendono il raccordo fra abbonato e distributore, corto, facile ed economico.

In verità l'uso di guaine in sostanze plastiche (derivate dal *politene*) in luogo del piombo per la guaina dei cavi è stato diffuso negli S. U. A. anche alle più grandi potenzialità: merita speciale menzione il tipo detto « Alpeth » (*al*luminio-*poli*e*th*ilene), che presenta, sotto la guaina esterna (estrusa e cilindrica) di politene, uno schermo flessibile, zigrinato, di foglia sottile di alluminio.

In un recentissimo tipo il « Bell System » ha sostituito l'alluminio sotto politene con una sottile guaina di piombo, avente solo funzioni di schermo elettrico (tipo « Napeth »). Sempre riferendo della tecnica americana merita infine di essere ricordato il cavo « in polpa », nel quale l'isolamento e separazione dei conduttori è ottenuto, anzichè col noto nastro di carta non serrato, con uno strato di cellulosa, applicato allo stato fluido e in seguito essiccato.

Ma questa tecnica non ha fatto ancora apparizione presso di noi.

Tornando agli altri materiali, non possiamo in questa rapida rassegna entrare in molti dettagli. Segnaliamo l'uso diffuso, nelle cassette, testine, e simili, di materiali ceramici e plastici di caratteristiche superiori a quelli del passato, per il raggiungimento di un più alto grado di isolamento.

Questi moderni accessori, nei tempi recentissimi, vengono costruiti con chiusura stagna dal lato dei cavi. Lo scopo è quello di consentire di porre la rete (generalmente, solo quella primaria) sotto pressione — non più di 2 atmosfere — di aria secca o di azoto. Si ha così un metodo di prevenzione e localizzazione dei danni (a mezzo di adatte misure manometriche) che si è dimostrato estremamente efficace. Per ora, in Italia, i cavi si mettono sotto pressione dopo il collaudo in fabbrica, fino alla posa in opera: non è stata ancora introdotta la pressione nelle reti funzionanti, ma esperimenti vari sono in corso.

Molti progressi si sono fatti nei metodi di posa, con l'introduzione di mezzi autotrainati, attrezzi per facilitare l'imbocco in canalizzazione, ecc. I giunti vengono di regola non più miscelati, ma eseguiti in atmosfera bene essiccata e resi auto-essiccanti mediante l'uso di sostanze anti-igroscopiche (silicogel-drierite) appositamente introdotte nelle muffole prima della chiusura.

Passando alle linee aeree (che, assorbite gradualmente dalle reti urbane in cavo, da un lato, e sostituite da cavi pupinizzati settoriali, dall'altro, vanno perdendo via via di importanza, e in tanto permangono e per lunghi anni permarranno, in quanto sostegno per le alte frequenze) la più importante innovazione del dopoguerra è la rapida diffusione dei conduttori bimetallici *Copperweld* (anima d'acciaio con guscio di

rame esterno, ottenuto con speciale procedimento di trafilazione simultanea, partendo dal lingotto bimetallico), che consentono forte economia di impianto ed ottima sicurezza meccanica, in uno con la particolare attitudine a servire da portanti per le alte frequenze.

L'armamento è rimasto pressochè immutato; gli isolatori in vetro *pyrex* hanno in molte zone soppiantato quelli in porcellana; è intenso da parte del CEI e dell'UNEL il lavorìo di riduzione dei tipi e dell'unificazione di tutti i materiali.

Circa il metodo di posa dei conduttori, le linee che si costruiscono ex-novo sono, di regola, predisposte per servire da appoggio alle alte frequenze. Sono state elaborate norme — a cura dell'Istituto Superiore delle P.T.T. — per la posa di doppini in piano, col sistema americano, rivelatosi in pratica superiore alla posa in quadrati ruotati per quanto si riferisce all'ottenimento di scarti di telediafonia soddisfacenti fra i canali a frequenze portanti più elevate.

Sull'argomento potranno consultarsi alcuni articoli apparsi, fra il '47 ed il '48 sulla Rassegna « Poste e Telecomunicazioni » (p. es. quelli a firma L. Bonavoglia).

Trasmissione telefonica.

Sarebbe stato vivo desiderio dell'A. rimaneggiare il Capo III del Cap. XI, e gli interi Capitoli XII e XIII. E ciò non perchè l'esposizione fatta a suo tempo dei fondamenti teorici possa non rispondere più allo scopo; qualche ritocco al metodo didattico, suggerito dall'insegnamento pratico degli anni posteriori all'uscita del Libro, si sarebbe apportato, ma la sostanza (come nella 1ª edizione) sarebbe stata mantenuta nei limiti dello stretto necessario, secondo gli assunti dell'opera. Molto ci sarebbe stato da aggiungere sotto due aspetti nuovi: il primo, per quanto si riferisce alla citazione di norme, prescrizioni, dati numerici tratti dal CCIF, che ha, negli ultimi anni, notevolmente modificato la materia; il secondo per l'enorme influenza pratica esercitata dall'allargamento delle bande di frequenza trasmesse sui cavi a bicoppie ordinarie od a coppie speciali, e sui cavi coassiali.

Si potrà rimediare alla prima cosa consultando l'ultima edizione del Libro Giallo (Parigi, 1950), tomi 3° e 4° che trattano, appunto, questioni di trasmissione. Il lettore avrà la pazienza di aggiornare i dati del testo, risalenti ai testi di Budapest ed Oslo (1936-38). Per la seconda e gravissima lacuna (alla quale principalmente devesi attribuire la perplessità che a lungo ha impedito di consentire la ristampa) la fortuna ha voluto che R. Possenti desse alle stampe il primo volume del suo Libro « Telefonia a lunga distanza » (Milano, Ed. Tamburini, 1950), al quale si indirizza il lettore che, giustamente insoddisfatto della trattazione del Libro, incompleta e non aggiornata, reclami uno studio più intonato alle recenti necessità della pratica professionale. Così come utile potrà riuscire le lettura del corso di P. Schiaffino: « Sistemi di Comunicazioni Elettriche su Filo » pubblicato lo scorso anno dalla Docet, Edizione Universitarie, Roma. In esso si può rintracciare una buona indicazione bibliografica.

Per chi legge il francese è consigliabile l'ottimo ed aggiornato testo di M. R. Croze: « Cours de Transmission Téléphonique » edito in 2 volumi litografati dalla École Nationale Superieure de Télécommunications, Paris.

Tornando al nostro Libro, è doveroso per lo meno ricordare che quanto accennato in fine del Cap. XIII sui cavi coassiali, risulta ampiamente superato dagli sviluppi tecnico-costruttivi raggiunti.

Il tipo di coassiale normalizzato è stato definito dal CCIF in tutte le sue caratteristiche: è un tubo di rame (ottenuto da una banda arrotolata e congiunta lungo una

generatrice), del diametro di 9,4 mm, contenente delle rondelle di centraggio in politene, al centro delle quali passa un filo del diametro di 2,6 mm. Riunendo, due, quattro, sei, fino ad otto di tali coppie, ed un certo numero di coppie ordinarie in politene od in carta, si ottiene il cavo coassiale, intorno al quale si sogliono aggiungere uno o più strati di bicoppie D. M. da sfruttarsi in bassa frequenza o con sistemi A.F. fino a 12 o 24 canali. Viene poi la solita guaina ed armatura. Con tale tipo di cavo a 4 tubi ed 1 o 2 strati di bicoppie D. M. è stata progettata ed è in corso di realizzazione la nuova rete telefonica Nazionale Italiana.

Apparecchiature di trasmissione.

È in questi capitoli che al lettore non del tutto sprovveduto apparirà più grande il divario fra lo stato attuale della tecnica e quanto è esposto nel libro: ciò potrà dare una misura della velocità di evoluzione della telefonia a lunga distanza, ma mette in imbarazzo l'A. In verità, se intesi come capitoli introduttivi anche questi due Capitoli del Libro possono tornare utili al lettore di oggi (effettuate, beninteso, le rettifiche da apportare in base alle nuove raccomandazioni del C.C.I.F.). Ma quanto cammino non si è fatto in una dozzina di anni nel campo delle apparecchiature di trasmissione! Anche solo dal punto di vista costruttivo, si può dire che ben poco sia rimasto dei vecchi materiali. Ingombri ridotti all'inverosimile, sistemi di alimentazione profondamente modificati, tubi termoionici sempre più perfetti nelle ridottissime dimensioni, infiniti nuovi dettagli negli attacchi, isolamenti, cablaggi, allarmi .....

Ma parliamo delle apparecchiature come sistemi di trasmissione. In bassa frequenza è ormai di regola l'amplificatore omnibus 2/4 fili: talora le unità amplificatrici vere e proprie sono raggruppate in pannelli appositi, mentre differenziali e linee artificiali collegabili e regolabili per ottenere a volontà amplificatori a due od a quattro fili o forchette, sono riuniti su altro telaio. Ne deriva per le stazioni amplificatrici una struttura diversa da quella precedentemente descritta, sovrattutto riguardo alle parti ausiliarie. La stazione di energia (conversione e carica batterie) è ridotta, p. es., ad un gruppo elettrogeno di emergenza, ad avviamento istantaneo, associato a una ridottissima batteria-volano, essendo i telai provvisti di pannello di alimentazione in alternata, a frequenza e tensione industriale.

Nel campo delle alte frequenze, si è avuto tutto un lavoro di assestamento, che del resto appare abbastanza chiaramente dalle vigenti prescrizioni del C.C.I.F.

Prescindendo dai sistemi monocanali od a piccolo numero di canali (2, 3, 4 o 5 canali in gruppo) le cui caratteristiche — salvo le più progredite modalità costruttive — sono rimaste immutate, il vero sviluppo si è avuto nelle apparecchiature per 12 canali, che sono l'elemento base per ogni sistema di telefonia multipla in cavo. Naturalmente fra un tipo e l'altro delle diverse case costruttrici molte sono le varianti tecniche e tecnicologiche. Ma ormai, mercè le norme ben definite del C.C.I.F., gli equipaggiamenti sono perfettamente accoppiabili, qualunque ne sia la casa costruttrice.

Un gruppo di 12 canali occupa di regola un telaio a due fronti, completo delle apparecchiature di canale, di quelle di gruppo e dei pannelli di alimentazione, protezione, controllo e prova.

Gruppo base, diciamo così, naturale (o gruppo base B, secondo il C.C.I.F.) è il gruppo di 12 canali fra 60 e 108 kHz. Per le linee aeree il gruppo base B viene modulato e riportato (in posizione invertita) fra 12 e 60 kHz. Lo stesso identico gruppo è l'elemento costitutivo degli equipaggiamenti per sistemi a 24, 36 o 48 canali su coppie simmetriche o per i maggiori gruppi secondari (supergruppi) di 60 canali ciascuno che, ripor-

tabili con ulteriori modulazioni uno sull'altro, vanno ad occupare la banda del cavo coassiale (con un massimo di 16 gruppi secondari si riempirebbe la gamma di 4 MHz circa, disponibile sul cavo normalizzato da 2,6-9,4 mm, predisposto per trasmissioni televisive di qualità).

Ponti radio per collegamenti telefonici.

È questo un capitolo completamente nuovo, con il quale dovrebbe chiudersi il nostro Libro. È ben vero che la tecnica non ha ancora detto la parola definitiva sull'argomento, ma le vaste applicazioni che già se ne sono fatte in tutto il mondo (ed anche nel nostro paese, vedasi in proposito l'articolo di S. Treves: *Applicazioni dei P. R. sulle reti telefoniche interurbane* in « L'Elettrotecnica », N. 2, 1951) non consentono più di ignorarlo. Daremo, quindi, qualche notizia sintetica.

Premettiamo che, telefonicamente parlando, un Ponte Radio è qualcosa di più complesso di un normale collegamento radiofonico in duplex. In esso devono ritrovarsi i seguenti elementi (a ciascuno dei due terminali):

a) il trasmettitore radio (su una determinata onda λ_1);

b) il ricevitore radio (su una determinata onda λ_2);

c) il modulatore della banda telefonica trasmessa;

d) il demodulatore della banda telefonica ricevuta;

e) il dispositivo di multiplex, per la formazione della banda da trasmettere;

f) il dispositivo inverso, per la separazione dei canali presenti nella banda ricevuta;

g) le forchette terminali per il collegamento verso la rete telefonica, e, ad esse associati, i dispositivi per la trasmissione e ricezione dei segnali di selezione e chiamata.

Ognuno di questi elementi può essere realizzato in forma diversa e ciò in rapporto all'impiego che del P. R. si deve fare, come elemento della rete interurbana. In particolare:

1) per le *lunghezze d'onda* la scelta è influenzata dalle modalità di propagazione nonchè dalla larghezza di banda telefonica in modulazione. Sono di uso ormai corrente onde metriche, e decimetriche prossime al metro. Di conseguenza la portata dei P. R. è limitata all'orizzonte ottico (o poco più, sfruttando fenomeni di diffrazione sensibili con le onde metriche). Via via che si scende nella lunghezza d'onda è possibile realizzare P. R. con numero maggiore di canali. I P. R. ad alcune centinaia di canali (realizzati negli U. S. A.) sono su onde centimetriche. Dalla lunghezza d'onda deriva, naturalmente, il tipo delle apparecchiature radio t. e r. e degli aerei, che può essere: a dipoli (a cortina ovvero yagi) a semplice paraboloide, a tromba, con lente elettromagnetica, ecc., ma sempre fortemente direttivo.

2) per la *modulazione* della banda irradiata è generale l'uso della « modulazione di frequenza » (è superfluo qui diffondersi sulle ragioni). Dettagli interessanti sulle caratteristiche richieste per il procedimento potranno trovarsi nel Capitolato provvisorio Ascot, steso a cura dei Concessionari e del Ministero P. T. T., specie per quanto attiene al valore minimo del rapporto segnale-disturbo;

3) circa la costituzione del *multiplex* (modulazione di canale) si hanno possibilità diverse.

a) Un sistema, molto aderente alle esigenze delle reti interurbane pubbliche, è quello di usare per la formazione della banda di frequenze da irradiare, le stesse apparecchiature (*multiplex a divisione di frequenza*) impiegate per la telefonia a correnti vettrici. P. es., un P. R. a 12 canali può utilizzare una apparecchiatura normalizzata, la cui banda (12-60 kHz) viene, a livello opportuno, immessa nel trasmettitore e quivi opportunamente manipolata; il processo inverso permette di ricavare, all'uscita della apparecchiatura (la quale raccoglie la banda 12-60 ricavata dal ricevitore radio) i 12 canali a f. v. L'apparecchiatura normalizzata 12 canali contiene già i complementi di linea, le terminazioni e i dispositivi per l'emissione e ricezione dei segnali, per cui, effettivamente, la parte radio, in un sistema del genere si riduce (economicamente parlando) al meno, e corrisponde, in tutto e per tutto, alla linea portante. È questa la ragione che ha fatto chiamare anche (dai Francesi) questi P. R., con il nome di « cavi hertziani ».

Le difficoltà che incontrano i costruttori di questo sistema crescono con il numero dei canali, dovendosi conservare sempre le caratteristiche di linearità più scrupolosa: ciò che non è impossibile quando si diminuisce la λ portante; ma per i collegamenti lunghi, che esigono numerose stazioni rélé (equivalenti agli amplificatori di linea nei sistemi a correnti vettrici), ognuna di tali stazioni introduce cause di distorsione e, quindi, di diafonia fra i canali.

Comunque, quando si tratti di ponti radio paragonabili, per numero di canali, sicurezza di impianti e distanza da coprire, alle installazioni su cavo (simmetrico o coassiale), il tipo che la tecnica sta perfezionando in tutto il mondo è quello al quale si è accennato.

b) Molto interessante è il *multiplex ottenuto mediante impulsi*. La modulazione si ottiene usualmente con lo spostamento degli impulsi rispetto alla posizione che occupano sul tempo, riferita ad un impulso di sincronizzazione (sistema P. T. M.), ed il numero dei canali ottenibili è condizionato dal rapporto fra la durata di un impulso e la durata dell'intervallo fra due successivi impulsi di sincronizzazione: tenuto conto dell'intervallo che occorre lasciare fra due impulsi di canale per rendere possibile la libera escursione dovuta alla modulazione, si comprende come il numero dei canali non possa essere molto grande (si conosce un massimo di 36, ottenuto con un tubo a raggio catodico usato come modulatore-demodulatore, detto « ciclophone » ed impiegato dai laboratori Federal della I.T.T.). Solitamente si va da 8 a 24 canali.

I P. R. di questo sistema risultano molto compatti e di buon uso pratico, e giocano già un ruolo notevole per collegamenti brevi e fasci di non grande entità. Non è da escludersi un progresso — oggi imprevedibile — che consenta l'aumento anche notevolissimo del numero dei canali. Ciò permetterebbe di segnare un punto di vantaggio sul tipo con multiplex a divisione di frequenza perchè questi P. R. non temono gli effetti di diafonia dovuti all'inserimento delle stazioni relè intermedie, in numero qualsiasi.

c) A titolo di segnalazione, indichiamo ancora il sistema di *modulazione ad impulsi*, così detto *a codice* (P. C. M.). Per ora si tratta di realizzazioni sperimentali, nè si può prevedere lo sviluppo che loro darà l'avvenire.

Riassumendo, allo stato attuale i P. R. hanno già raggiunto sviluppo pratico, convenienza economica di impianto ed esercizio e caratteristiche di stabilità tali da renderli in tutto e per tutto confrontabili con gli altri sistemi classici di trasmissione usati in telefonia interurbana.

Il progettista, di volta in volta, si può trovare a scegliere, dovendo realizzare o radicalmente ampliare una direzione di traffico, fra: 1) la linea aerea con sistemi in a. f.; 2) il cavo pupinizzato ed, eventualmente, amplificato, a 2 o 4 fili; 3) i canali in a. f. di un sistema coassiale; 4) il ponte radio. La scelta dipenderà, al solito, da considerazioni tecnico economiche. I settori dove, attualmente, il P. R. risulta conveniente oltre all'evidente caso dell'attraversamento di bracci di mare o di laghi, sono:

a) i collegamenti singoli di località ed alberghi siti in zone impervie di montagna con il fondo valle; si tratta del tipo mono- o bicanale, di facile installazione e manutenzione e basso costo (per la necessità del confronto con la linea aerea);

b) i collegamenti fra centro di settore e centro di distretto, purchè il fascio non superi inizialmente la dozzina di canali (ampliamento a 24 nei prossimi 5-10 anni) e ci sia visibilità diretta: infatti l'introduzione anche di un solo relè rende in generale più conveniente la sistemazione di due doppini per a. f. in esistenti linee aeree e l'esercizio di 1 o 2 telai per 12 canali a f. p.

c) i collegamenti fra centro di distretto e centro regionale, in regioni particolarmente favorite dall'orografia (come la Toscana e la Calabria), con disposizione stellare del fascio regionale e fabbisogno di fasci di dimensioni non troppo cospicue (fino a 60 canali se la visibilità è ottima): ciò in concorrenza con i sistemi in a. f. equipaggiati su bicoppie spupinizzate di cavi.

Sui fasci del piano nazionale non si vede — almeno fra i sistemi a noi noti — la possibilità per i P. R. di competere con il cavo coassiale. Beninteso, quando ci fossero i mezzi, sarebbe opportuno creare vie di traffico sussidiarie e di soccorso a mezzo P. R., in parallelo alle principali arterie in cavo.

APPENDICE II

I CRITERI MODERNI PER LA PROGETTAZIONE DELLE RETI, CON RIGUARDO ALLA TRASMISSIONE

L'evoluzione della telefonia, vista sopra un atlante storico, farebbe pensare al dilagare di macchie di olio su un foglio di carta. Le macchie si ingrandiscono sempre più e quindi si toccano; solo qualche pezzetto remoto — inspiegabilmente pulito — resta a ricordare, infine, come sono andate le cose.

I primi telefonisti collegavano fra loro apparecchi a batteria locale, la cui pomposa apparenza nel migliore stile floreale male compensava della scarsa efficienza. Usavano ottimo e sostanzioso filo nudo, il cui diametro determinavano con considerazioni meccanico-economiche e la cui « portata telefonica » risultava esuberante nell'ambito della « macchia d'olio » cui apparteneva il collegamento. La costante che più preoccupava era la G; la linea non era praticamente mai così lunga, che la R potesse cominciare a dar noia.

Crebbe il numero degli abbonati; vennero i cavi e le centrali a batteria centrale.

I fili si fecero più sottili e la resistenza ohmica divenne tutt'altro che trascurabile; la C cominciò a far sentire il suo peso, nel ristretto spazio entro la guaina. Cominciò il vero problema tecnico della trasmissione.

Evidentemente in questo stadio della evoluzione, la cosa che più preoccupava era di ottenere il massimo rendimento in volume fra trasmettitore e ricevitore — conto tenuto di tutte le cause di perdita di energia —; in ogni caso mai inferiore ad un valore prefissato, considerato come il minimo indispensabile. È a questo punto che si precisa il concetto e la definizione di « equivalente ».

Scomparsi o quasi i confini fra le macchie d'olio, accordi generali vennero presi perchè, qualunque fosse per essere la lunghezza del collegamento, mai venisse superato un certo valore limite dell'equivalente a garanzia dell'invio, da una estremità a quella lontana, di energia in « quantità » sufficiente. Ed ogni Paese, per suo conto, precisò quale dovesse essere il massimo parziale da non superare in ogni tronco o parte del collegamento completo, così da ottenere sempre, in tutte le possibili ipotesi di collegamento fra i vari pezzi, un valore dell'equivalente di trasmissione contenuto entro quel tale limite.

Il frazionamento dell'equivalente totale ammesso su un determinato territorio costringe — se si vogliono fare le cose a modo — ad una organizzazione territoriale ben definita (centri, transiti, classe dei circuiti); alla determinazione delle caratteristiche di

trasmissione e ricezione degli apparecchi; alla specificazione dei tipi di linee ammessi, e così via.

In Italia nè la prima nè la seconda nè la terza cosa, hanno trovato — fino ad oggi — il legislatore che ne trattasse in funzione collettiva, talchè è mancata al progettista di impianti una guida generale per la costruzione delle singole parti che egli deve prevedere. Queste parti si sono sviluppate più o meno empiricamente, secondo la falsariga conseguente dall'impiego di determinati materiali, a loro volta prodotti seguendo le specifiche di capitolati derivati dalle raccomandazioni del C.C.I.F. o da norme vigenti presso Amministrazioni e case produttrici straniere. Si deve a tale coordinamento originario — originato, peraltro, da condizioni esistenti in territori manifestamente diversi dal nostro nelle esigenze — se (anche richiamando più l'immagine della giungla che quella di un giardino settecentesco) i nostri impianti permettono di realizzare nella maggior parte dei casi la interconnessione, con una certa probabilità che la comunicazione abbia ad effettuarsi. Sarebbe purtuttavia possibile dimostrare che, procedendo così, gli impianti — nel loro complesso — non sono affatto costati meno.

Chiudiamo la parentesi e torniamo al discorso principale. Come è stato fissato il frazionamento dell'equivalente nazionale presso coloro che vi hanno provveduto? Si è cominciato con lo stabilire entro i confini un limite per l'equivalente totale, quasi sempre più basso di quello internazionale. Sono poi state determinate le perdite di volume causate da ogni transito e, come conseguenza dell'organizzazione territoriale — esistente o predisposta « ad hoc » — il numero massimo di transiti ammessi. La parte residua andava suddivisa fra l'apparecchio, l'allacciamento di abbonato (compresa la linea individuale) e l'insieme delle linee colleganti le centrali (sia urbane che interurbane), tenendo presente che, a sua volta, la perdita dell'allacciamento di abbonato (in batteria centrale) è, alla trasmissione, funzione della lunghezza della linea individuale. Stabilita la tensione di batteria centrale (d'onde l'opportunità di unificare, se non i sistemi di commutazione, almeno le tensioni base) e le caratteristiche microfoniche (idem c. s. per il tipo di capsula microfonica), si può determinare per ogni valore della distanza elettrica fra centrale ed abbonato, l'ammontare dell'equivalente corrispondente ad ogni tipo di conduttore. E poichè dalla organizzazione territoriale discende anche il raggio massimo di azione di ogni centrale, ecco che il valore massimo dell'equivalente può risultare univocamente determinato con l'impiego di un ristretto numero di diametri dei conduttori.

Quanto rimane dell'equivalente totale, è la parte disponibile per l'insieme dei tronchi interurbani. La ulteriore suddivisione fra essi viene effettuata in ragione della classificazione dei circuiti per importanza e dei mezzi tecnici disponibili per attuarli (circuiti a 4 fili, od a 2 fili, o non amplificati). Naturalmente, quanto più grande sarà stata la parte di equivalente assorbita nel collegamento individuale, tanto più piccolo risulterà il margine disponibile per i circuiti di interconnessione. E viceversa, fintanto che la tecnica richiese, per dare dei buoni circuiti interurbani, un margine di equivalente notevole, la parte a disposizione del collegamento di abbonato ne rimase influenzata, e la tendenza economica a ridurre i diametri dei conduttori urbani subì un arresto.

Giunta la tecnica a questo punto, ed essendosi quindi gli impianti sviluppati secondo le linee sopra esposte (essenzialmente basati, ricordiamolo ancora, sul criterio « quantitativo » del rendimento in volume) fatti nuovi sono venuti a complicare alquanto i concetti di progettazione dei telefonisti; tali fatti traggono origine da un lato dall'incessante ricerca di mezzi tecnici perfezionati; dall'altro dalle sempre più severe esigenze imposte da una utenza progredita. Sta fra i fatti della prima specie l'evoluzione dei sistemi di trasmissione interurbana: l'impiego delle alte frequenze ha special-

mente caratterizzato questa evoluzione, il cui aspetto più appariscente è l'abbassamento costante del costo del collegamento, e la sua vieppiù marcata indipendenza dalla lunghezza. Ciò ha favorito e favorirà sempre più l'integrale adozione dei nuovi sistemi di trasmissione interurbana: ma una ulteriore vantaggiosa caratteristica, importante per il nostro discorso, è che i sistemi in parola sono sempre del tipo a 4 fili, cioè tali che è possibile in ogni caso rendere il loro equivalente bassissimo ed indipendente, a sua volta, dalla lunghezza del collegamento. Si può così spingere, in modo relativamente economico, il collegamento a basso equivalente il più vicino possibile all'abbonato, e lasciare al collegamento individuale l'ampio margine restante.

Contemporaneamente un'altra importante evoluzione tecnica ha fatto compiere agli apparecchi di abbonato grandissimi progressi sia nel volume che nella qualità: tra quelli prodotti alcuni anni fa ed i migliori fra gli attuali esiste un aumento medio dell'equivalente di riferimento (rispetto al campione internazionale di lavoro (ARAEN, v. pag. 854, e prendendo come parametro l'articolazione) di $10 \div 15$ dB; la curva di risposta è stata, contemporaneamente, resa più lineare in un più largo campo di frequenze. Come conseguenza, i limiti già fissati in passato per il frazionamento degli equivalenti dovrebbero oggi — se ci si dovesse riferire ancora esclusivamente al concetto di rendimento in volume — essere notevolmente modificati, e le reti di abbonato potrebbero realizzarsi con economie nel diametro dei conduttori solo alcuni anni fa del tutto impensabili (trovando il nuovo limite, pressochè invalicabile, solo nelle difficoltà tecnologiche di adoperare fili troppo sottili tanto nella fabbricazione quanto nell'installazione). Ove si consideri quanto male sia impiegato il materiale in queste reti (che lavorano in media solo per qualche minuto al giorno ed hanno quindi un grado di utilizzazione nel tempo fra i più bassi che si possono riscontrare) e quanto grande sia la loro estensione (rappresentando non meno del 30% del totale degli investimenti telefonici, tutto compreso) si apprezzerà l'influenza economica dei progressi tecnici cui abbiamo accennato.

Come conseguenza del secondo ordine di fatti, la realtà è però più complessa, poichè l'altro aspetto della evoluzione agisce nel senso di porre dei freni alla tendenza di sfruttare in pieno, nella rete urbana, il largo margine di equivalente oggi disponibile; intendiamo accennare alla « qualità ». È noto come il puro concetto di volume rappresenti una astrazione di laboratorio, cui ci si è a lungo riferiti per ragioni di comodità e semplicità. I complessi, laboriosi studi, tuttora in corso in tutto il mondo, per dare una misura obiettiva della trasmissione, intesa nel suo insieme « quantitativo-qualitativo », hanno già condotto il C.C.I.F., sin dalle riunioni del 1936-1938, ad emettere l'avviso che la « qualità della trasmissione » sia valutata dall'« equivalente di trasmissione effettiva », in base al criterio del « tasso di ripetizione » nelle condizioni reali di servizio; e, negli S. U. A., ad integrare, nelle norme per la progettazione delle parti di un collegamento, il parametro quantitativo dell'« equivalente » con altri relativi all'aspetto « qualitativo »: in particolare il campione rispetto al quale si misura l'« equivalente di trasmissione effettiva » di un circuito, presenta una ben determinata specificazione della banda trasmessa, della linearità nella curva di risposta degli organi trasmittenti-riceventi, del circuito per la riduzione dell'effetto locale, del livello dei rumori locali (caratterizzati anche nel tipo) e del livello dei rumori di linea (dovuti ad interferenza e diafonia). Poichè ogni peggioramento nei suddetti parametri che influenzano qualitativamente la trasmissione, equivale ad un peggioramento quantitativo (e può essere convenzionalmente misurato in unità di trasmissione), volendo dare o conservare ai circuiti un determinato valore dell'« equivalente di trasmissione effettiva », occorre andare cauti nella utilizzazione dei margini di equivalente in volume, realizzabili con i perfezionamenti della trasmissione interurbana e degli apparecchi. In altre parole, i nostri predecessori hanno

seppellito nelle viscere delle città un capitale di rame, piombo e canalizzazioni che noi potremo mettere a profitto in due modi: sia ricuperando i cavi con conduttori di diametro esuberante e sostituendoli con altri che, a parità di metallo impiegato e di ingombro delle condutture, consentano l'allacciamento di un maggior numero di abbonati; sia avvantaggiando la qualità dei collegamenti, mediante la riduzione dell'equivalente di trasmissione effettiva. Poichè quest'ultima si può conseguire tanto con la eliminazione delle cause che peggiorano la qualità della conversazione quanto con l'aumento del volume ricevuto, l'uso di buoni apparecchi e l'estensione massima dei sistemi interurbani più moderni, se unito alla conservazione di elevati diametri dei conduttori urbani — una volta necessari, domani esuberanti — permetterebbe di realizzare il massimo progresso qualitativo.

È evidente che in pratica la via più conveniente sarà quella intermedia. Intanto la estesa adozione di apparecchi di modello moderno — o, in un primo tempo, almeno la sostituzione delle capsule, dato che gli apparecchi meno recenti presentavano già buone caratteristiche di circuito nei riguardi dell'effetto antilocale — permetterà di ottenere, oltre all'accennato guadagno in volume, anche una riduzione della distorsione (per l'allargamento della banda di frequenze effettivamente trasmesse, nonchè per la più spiccata complementarità fra la curva di risposta e la curva attenuazione-frequenza dei comuni circuiti in cavo): in complesso parecchi dB di economia nell'equivalente di trasmissione effettiva. Un analogo risultato può essere raggiunto con la pupinizzazione delle giunzioni urbane, che concorre tanto a ridurre l'equivalente quanto a diminuire la distorsione d'ampiezza.

Un altro miglioramento è da ricercare nella eliminazione, la più spinta possibile, di tutte le cause di rumore che infestano i circuiti peggiorandone l'equivalente effettivo in misura spesso intollerabile, e che traggono principalmente origine dallo scarso rispetto delle norme per la protezione degli impianti e dal deperimento dei materiali di commutazione, eccessivamente sfruttati o poco accuratamente regolati e mantenuti in efficienza.

Infine occorre predisporre il piano dei futuri collegamenti e l'organizzazione del territorio telefonico con la più grande larghezza di vedute, abolendo i circuiti ad elevato equivalente su tutti i collegamenti che debbano servire ai transiti, e limitando l'uso dei sistemi che non rispondano a questo requisito, anche se più economici, ai collegamenti trasversali o diretti di limitata lunghezza. In tal modo potrà effettivamente recuperarsi un buon margine sul limite massimo di equivalente in volume oggi consentito dalle convenzioni internazionali, le quali peraltro non tarderanno ad essere sottoposte a revisione restrittiva. Stabilirà il nostro futuro legislatore quanta parte dell'eventuale margine residuo converrà sacrificare al miglioramento della trasmissione effettiva, e quanta invece utilizzare per rendere meno costose le reti urbane di abbonato. E non sarà, questa, una decisione di poco conto, perchè dovrà segnare l'esatto compromesso fra economia e qualità. Anche per questa ragione, a giudizio dello scrivente, è meno urgente per il sistema telefonico nazionale il problema di fissare i limiti massimi totali, rispetto a quello d'accordarsi circa la più conveniente organizzazione territoriale. In ogni caso, una visione razionale ed aggiornata del problema, porta, come si è visto, alla conclusione che la via da seguire è quella di ottenere la massima possibile riduzione negli equivalenti dei collegamenti collettivi (interurbani e di giunzione), perchè qualunque spesa effettuata per migliorare tale rete interurbana e di giunzione viene (dato il ben diverso grado di sfruttamento) più e più volte ripagata dalla economia realizzabile nella rete degli abbonati. Non va infine neppure dimenticato — fra i vantaggi economici — l'incremento di traffico che immancabilmente fa seguito ad un miglioramento nella qualità delle comunicazioni.

APPENDICE III

PROBLEMI PRATICI DI COSTRUZIONE E DI ESERCIZIO DELLA RETE TELEFONICA ITALIANA

I. Configurazione generale della rete interurbana.

Gli impianti telefonici si espandono secondo due dimensioni: dilatandosi sulle superfici abitate con moto che procede dai centri verso la periferia e — contemporaneamente — aumentando la densità dell'utenza.

L'obbligo di fronteggiare l'incremento secondo questi due parametri quantitativi, impegna i tecnici nella risoluzione di problemi di carattere qualitativo via via più complessi. Si è così passati, dall'originale configurazione per reti locali dotate di unica centrale di commutazione manuale, alle reti prima monocentriche indi policentriche con commutazione automatica mentre, per il collegamento dei vari centri fra di loro (servizio interurbano) l'aumento della richiesta di traffico ha condotto a sistemi di trasmissione a lunga distanza dotati di vieppiù alta capacità di smaltimento del traffico su percorsi sempre più lunghi.

I paesi dove le costruzioni hanno seguito da vicino, quantitativamente e qualitativamente, le richieste del pubblico, hanno visto la pressochè totale affermazione del servizio automatico urbano, in tutti i centri grandi o piccoli, e la creazione di fasci di circuiti, colleganti tali centri in tutti i modi possibili, ciascun fascio di dimensioni e caratteristiche di trasmissione tali da permettere lo svolgimento di un servizio rapido e di qualità soddisfacente fra tutti gli abbonati dovunque ubicati. Era perciò lecito pensare che il nostro « mezzo » avesse ormai raggiunto la completa maturità. Invece proprio a questo punto si è presentato per le reti interurbane l'identico problema sorto a suo tempo nelle grandi reti urbane con commutazione manuale. In esse, quando ancora la tecnica della commutazione automatica muoveva i primi passi e dominava il servizio manuale, la quantità degli utenti e l'ampiezza del territorio da servire avevano già portato alla costruzione di un numero più o meno grande di centrali; centrali che dovevano fra di loro venire collegate con fasci di giunzione di dimensioni adeguate agli interessi di traffico fra i gruppi di utenti a ciascuna collegati. Ci si rese ben presto conto che tale sistema implicava la costruzione di una rete di cavi di giunzione, proporzionata al traffico totale fra tutte le centrali, di gran lunga più costosa di quella che si sarebbe avuta se, in luogo dei collegamenti bilaterali si fossero predisposti fasci convergenti su un unico super-centro o nodo della rete, avente la funzione di concentrare il traffico e di diramarlo. In fig. 769 *a* è indicata la rete policentrica con giunzioni formanti la cosiddetta

maglia completa e in fig. 769 *b* la rete policentrica stessa, nella quale ai singoli fasci colleganti le centrali a due a due sono stati sostituiti fasci unici confluenti su una centrale *nodale* o *di transito* avente funzione di commutatore (il cosiddetto « tandem ») rispetto alle centrali del primo ordine. I calcoli, sui quali non ci diffondiamo (v. paragrafi 112 e 128), dimostrano come il secondo assetto consenta, a parità di rendimento in traffico, cospicue economie nella costruzione della rete.

Naturalmente c'è il rovescio di questa medaglia; infatti mentre nella rete a maglie per collegare l'utente che faccia capo alla centrale *A* con l'utente appartenente alla centrale *B*, occorre effettuare collegamenti (commutazione) soltanto nelle centrali *A* e *B*, nel caso della rete policentrica di forma stellare i transiti di commutazione obbligati diventano tre: in *A*, in *CT* e in *B*.

Nel caso della commutazione manuale questo inconveniente limita fortemente la velocità del servizio e quindi lo sfruttamento della rete e la qualità delle comunicazioni: può perciò costituire ostacolo tale da frustrare completamente i vantaggi della costruzione a stella. Così non è se l'esercizio della rete viene effettuato mediante commutatori automatici: in questo caso il tempo di servizio per stabilire il collegamento tra *A* e *B* via *CT* resta praticamente uguale a quello richiesto per il collegamento diretto *A-B*. Per il nostro discorso resta dunque acquisito che l'automatizzazione di una rete policentrica e la struttura stellare di essa sono cose strettamente legate e interdipendenti, in quanto capaci di influenzarsi beneficamente a vicenda.

Chi consideri adesso l'insieme dei centri di un determinato territorio nazionale converrà sulle seguenti ovvie conclusioni:

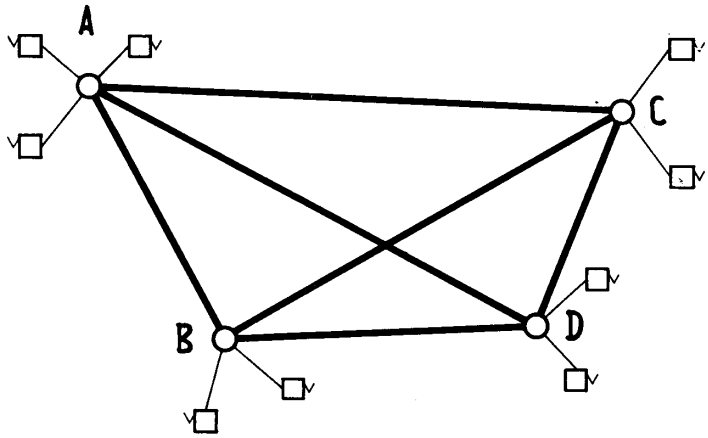
1) È estremamente opportuno sfruttare per lo sviluppo sociale della telefonia interurbana lo stimolo costituito dalla immediata e facile disponibilità dei collegamenti (come l'esperienza degli ultimi 30 anni ha dimostrato in campo urbano);

2) I fasci di giunzione interurbani, che collegano almeno teoricamente tutti i centri del Paese fra di loro sono la parte più costosa degli impianti, sia perchè lunghi, sia perchè soggetti a severe condizioni di trasmissione, onde ogni economia in essi realizzata è, proporzionatamente, ancor più vantaggiosa di quanto non si riscontri nei fasci di giunzione urbana;

3) Inoltre, fatte poche eccezioni, la maggior parte di tali fasci è costituita da un numero limitato di linee. Il raggruppamento dei singoli piccoli fasci in pochi più grossi da adibire al transito delle comunicazioni, appare perciò altro e non secondario elemento di economia nella costruzione, poichè permette un più alto rendimento in traffico dei circuiti;

4) Anche qui — e soprattutto qui — bisogna tenere basso il numero dei transiti manuali per realizzare sempre dei collegamenti pronti e buoni: pertanto *automatizzazione e configurazione stellare delle reti interurbane sono problemi tecnici necessariamente interconnessi, di cui l'uno condiziona ed avvantaggia l'altro.*

Procedendo avanti nello studio dell'automatizzazione in un determinato territorio nazionale ci si rende ben presto conto che la conversione dalla rete a maglia totale in quella a stella, risulta ben più complessa che in una normale rete policentrica urbana. Infatti se il territorio interurbano da organizzare fosse di proporzioni molto limitate, la creazione di un unico centro nodale permetterebbe anche in questo caso di risolvere

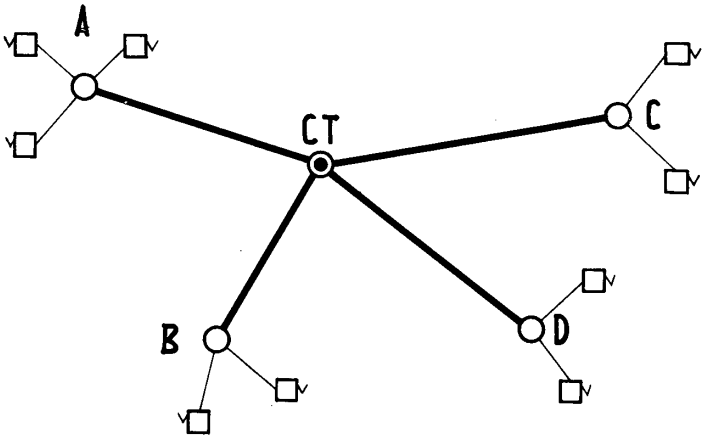


a) Rete policentrica con giunzione a maglia

A-B-C sono centrali di commutazione

——— circuito d'abbonato

▬▬▬ fascio di linee di giunzione



b) Rete policentrica con giunzione a stella

CT è la Centrale di Transito o Tandem

Fig. 769 – Configurazione delle reti policentriche.

interamente il problema. Ma è evidente che per poco che si allarghi la zona gli interessi di traffico, di un certo centro urbano da e verso gli altri, avranno una distribuzione legata alla distanza fra i centri e, in volume, andranno attenuandosi con il crescere di tale distanza. Se ne conclude che i centri urbani possono essere riuniti in gruppi (e quindi il territorio diviso in aree) aventi prevalentemente interessi interni e solo in una certa misura interessi verso le altre aree; anche i rapporti fra queste aree prese nel loro insieme non saranno, sempre volumetricamente, uniformi, ma si noterà una prevalenza di interessi fra aree limitrofe e una riduzione graduale dell'interesse per aree fra loro via via più distanti. Si profila così una gerarchia territoriale fra i diversi centri della rete interurbana, imposta dalla realtà del traffico interurbano; l'organizzazione strutturale che ne deriva è quella qui di seguito descritta (tenendo d'occhio la fig. 770; la quale utilizza il metodo di rappresentazione cosiddetto « a piani di Mayer »):

A) Alcuni centri urbani (fig. 770, piano 1) formano nel loro insieme un'unità base interurbana, che chiameremo, secondo un uso corrente, *settore* (fig. 770, piano 2): il traffico entro questa unità è di regola orientato verso il centro più importante del settore e, solo in parte minore, fra gli altri centri presi a due a due; pertanto il centro più importante verrà assunto a *centro del settore CS* e collegato con una stella di circuiti a tutti gli altri centri.

B) Per l'insieme dei centri di settore del territorio nazionale si può ragionare come per i centri urbani.

Alcuni settori hanno interessi prevalenti verso uno dei centri di settore, che perciò viene assunto a *centro del distretto CD*; l'insieme dei settori così raggruppati costituisce il *distretto* (piano 3 della fig. 770). I centri di settore vengono collegati al centro di distretto con sistema stellare di circuiti e quando il volume di traffico lo giustifichi, anche con fasci trasversali ad uno o più centri di settore contigui, nello stesso distretto o nei distretti limitrofi; eccezionalmente fasci trasversali possono venire imposti, sempre dall'elevata richiesta di traffico diretto terminale, fra un *CS* ed un altro *CD* (settori a collegamento bilaterale).

A questo punto si sono organizzate due serie sovrapposte di reti: la serie delle stelle settoriali, costituente il tessuto interurbano base e la serie delle stelle-maglie distrettuali, sovrapposta alla precedente e allacciante i singoli gruppi di stelle settoriali intorno al centro di distretto.

C) Procedendo ancora con lo stesso metodo si può continuare a collegare su un nuovo piano superiore i centri di distretto fra di loro. Se il territorio nazionale avesse dimensioni relativamente limitate, tali che il numero dei distretti risultasse piccolo, evidentemente converrebbe costituire la rete fra i centri di distretto con tanti fasci colleganti i centri di distretto a due a due (maglia completa). Infatti ognuno dei distretti testè costituiti rappresenterebbe, sempre nell'ipotesi di una nazione piccola, una parte del territorio telefonicamente cospicua rispetto all'insieme, onde in generale è da supporre che non si riscontrerebbero interessi di traffico molto diversi rispetto a ciascuno degli altri distretti (salvo qualche anche importante eccezione). Si trarrebbe poco vantaggio, perciò, dal raggruppamento dei distretti, in stelle d'ordine superiore, confluenti su *centri di gruppo di distretti*. Ciò si può constatare, del resto, nelle reti interurbane dei Paesi ad alta densità telefonica e piccola superficie territoriale: Svizzera, Olanda, Belgio, Danimarca, per esempio, dove l'ordinamento a stelle o stelle-maglie si ferma al piano dei distretti, mentre sul piano soprastante ritroviamo una rete nazionale costituita da fasci che collegano i centri distrettuali a due a due.

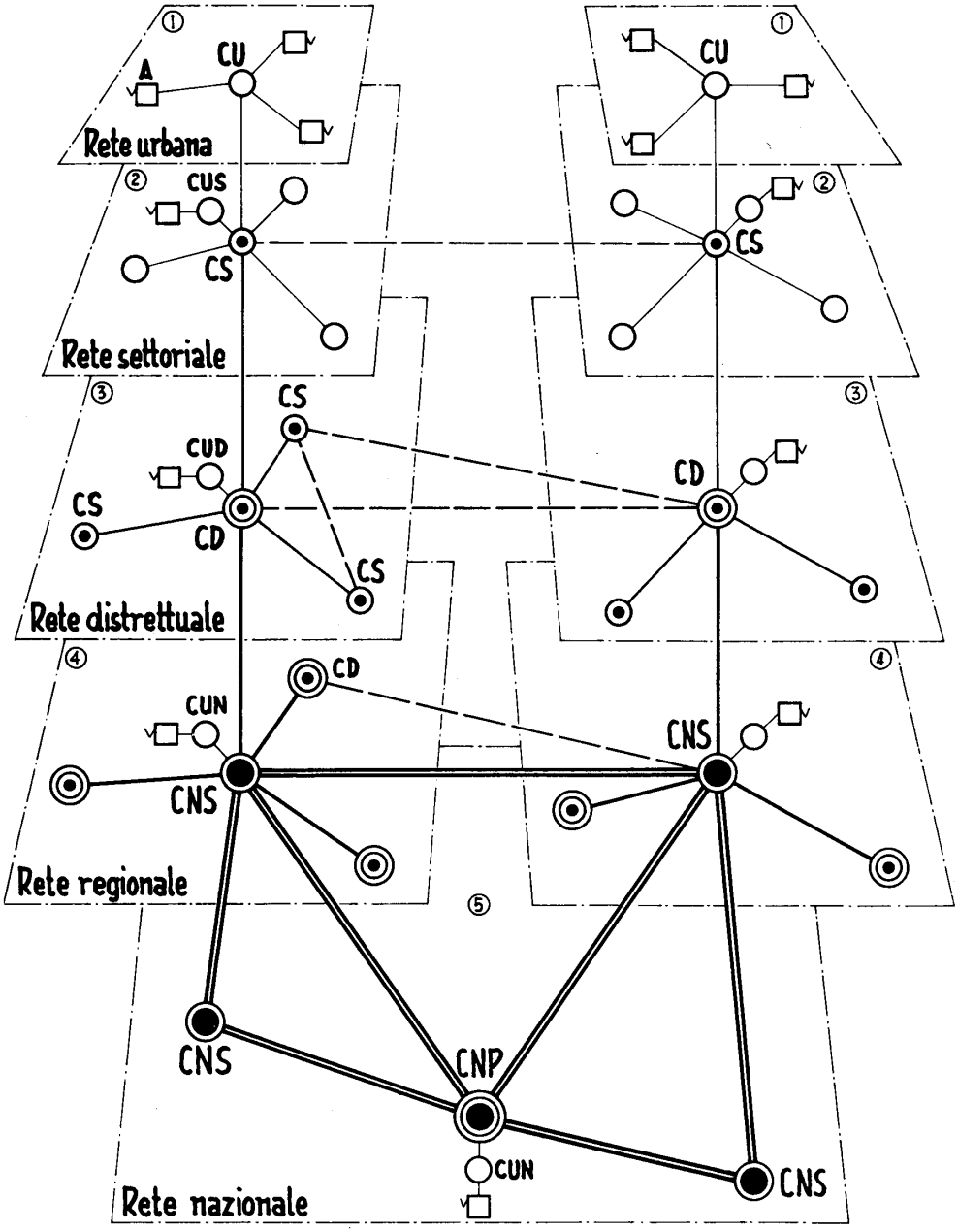


Fig. 770 – Configurazione generale della rete interurbana.

Ma se il territorio nazionale da servire assume le dimensioni, per esempio, della Germania, della Francia o dell'Italia, appare evidente che nella configurazione generale della rete bisogna inserire almeno un raggruppamento di terzo ordine. Infatti gli interessi di traffico telefonico fra i distretti di una stessa regione, sono di gran lunga superiori (salvo eccezioni) a quelli che si possono riscontrare fra i distretti di regioni lontane e sarebbe ancora una volta antieconomico creare una rete nazionale fra centri di distretto con configurazione a maglia completa. La soluzione più vantaggiosa è pertanto quella indicata in fig. 770, piano 4.

I centri di distretto appartenenti, per esempio, ad una regione [1] vengono collegati con un sistema stellare di fasci a un centro, che potremo chiamare *centro nazionale*, scelto per la sua posizione baricentrica oppure perchè il più importante telefonicamente, o, meglio per tutte e due le ragioni insieme. Oltre a ciò, i distretti che hanno cospicui interessi telefonici diretti e che sono limitrofi o abbastanza vicini, vengono collegati anche da un fascio di linee destinate a smaltire esclusivamente il traffico terminale dei due distretti fra di loro (indicato con linea a tratti). Si ha pertanto su questo piano una configurazione mista, in parte a stella intorno ai centri nazionali (e sarà la rete interessata specialmente dal traffico destinato o proveniente dalle località lontane), in parte a maglia, destinata esclusivamente alle esigenze del traffico dei distretti fra di loro, all'interno dei gruppi di distretti.

La separazione dei fasci interdistrettuali in trasversali e longitudinali fornisce anche il mezzo per incanalare, durante le ore di maggiore richiesta, il traffico cosiddetto « di cresta » lungo vie deviate, quando quelle trasversali risultano tutte impegnate. In generale non può farsi il contrario perchè l'economia che deriverebbe dall'uso delle vie trasversali come sussidiarie al traffico di transito troverebbe una contropartita nell'obbligo, che allora si dovrebbe imporre, di dare al fascio trasversale le caratteristiche di trasmissione richieste ai corrispondenti fasci longitudinali; cioè di farlo più costoso. Inoltre la costituzione dei nodi di comunicazione risulterebbe più complessa anche dal punto di vista degli equipaggiamenti di amplificazione e regolazione dei livelli.

D) Per completare questa visione generale della configurazione della rete interurbana, rimane da dire qualche cosa circa la rete che collega i centri nazionali. Questa rete non può essere in definitiva che una rete a maglie. Però non è detto che il grado di sviluppo raggiunto dal servizio interurbano ad una certa epoca in un determinato paese, per esempio l'Italia, sia tale da giustificare la costituzione immediata di fasci diretti, anche fra quei centri nazionali che sono posti a notevole distanza l'uno dall'altro. Pertanto, pur restando acquisito che fra i centri nazionali è da considerarsi, nello stadio di sviluppo finale, una rete a maglia completa, nelle fasi precedenti si potrà avere una ulteriore specializzazione dei centri nazionali in *primari* e *secondari*, nel senso che (fig. 770, piano 5) i centri nazionali primari dovranno essere collegati direttamente con tutti gli altri centri nazionali, sia primari che secondari, mentre questi ultimi saranno collegati con fasci diretti soltanto verso gli altri centri nazionali (primari o secondari) con i quali esiste un interesse di traffico sufficientemente grande, e in ogni modo saranno collegati almeno con uno dei centri nazionali primari, attraverso il quale potranno raggiungere qualsiasi altro centro nazionale. Almeno uno dei centri nazionali

---

[1] Non si dia a questo vocabolo un significato strettamente aderente a quello usuale ma piuttosto il significato di una zona di territorio vasta più o meno come una regione, caratterizzata da una certa tendenza centripeta del traffico telefonico complessivo.

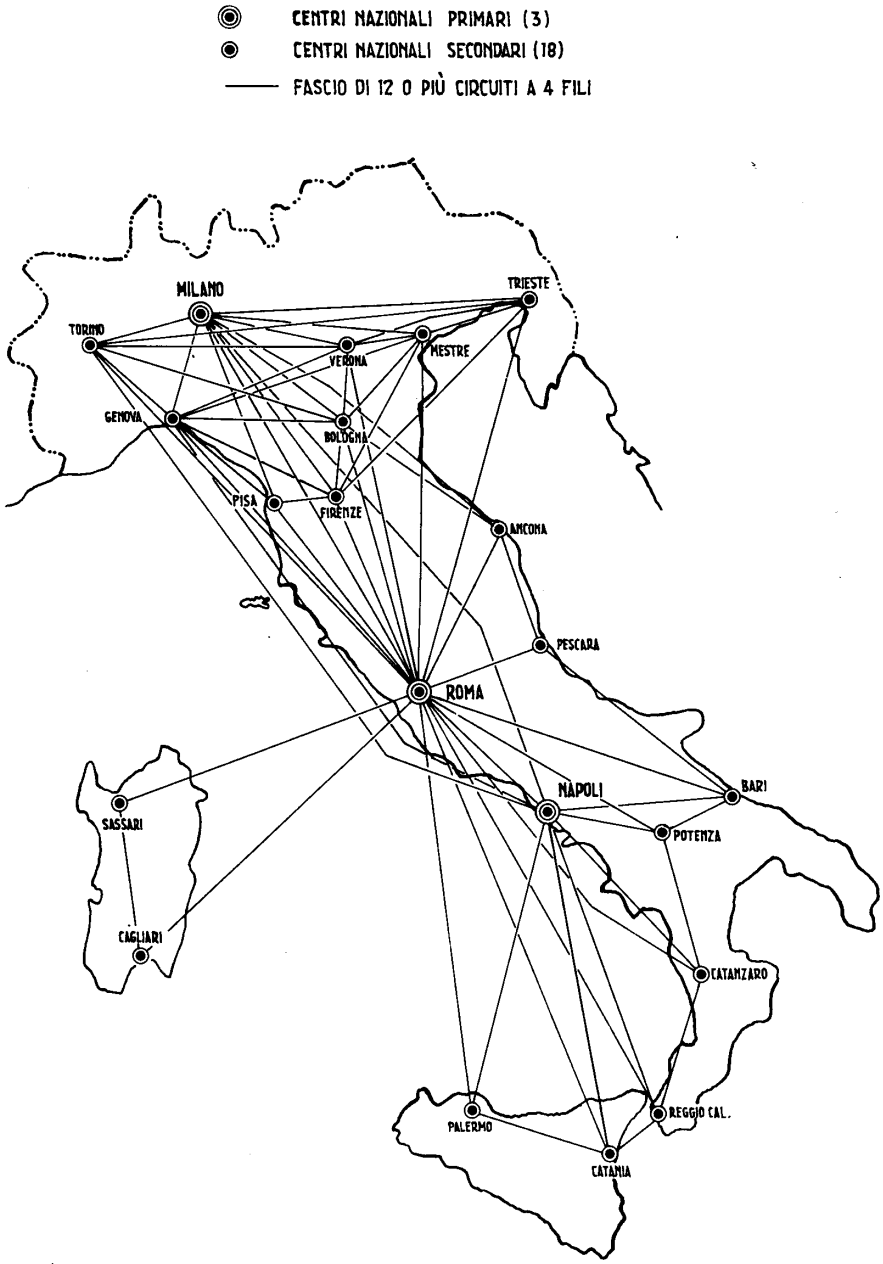


Fig. 771 – Esempio di configurazione della rete nazionale nella fase iniziale.

primari fungerà da *centro internazionale*, per i collegamenti con le reti nazionali degli altri paesi (naturalmente i distretti di confine potranno avere circuiti *trasversali internazionali* con località oltre frontiera, per solo traffico diretto).

Analizzando le molte decine di tipi di collegamento possibili sulla rete che abbiamo finito di descrivere, si trova facilmente il numero dei transiti che si rende necessario per stabilire ciascuno di essi. Per i collegamenti che restano nell'ambito del settore si hanno 3 transiti, compresi quelli nelle centrali urbane di origine.

Per quelli che si svolgono sul piano distrettuale si ha un massimo di 5 transiti.

Per quelli che interessano il piano regionale si hanno, a seconda dei casi, da 5 fino a 7 transiti.

Infine, i collegamenti che si spingono sul piano nazionale avranno da un minimo di 6 ad un massimo di 9 transiti, quando siano interessati due *CNS* attraverso un *CNP*.

La catena più generale che si possa realizzare è la seguente: l'abbonato di una certa rete urbana, attraverso la propria centrale urbana, farà capo al proprio centro di settore, da esso al proprio centro di distretto e quindi al centro nazionale secondario del proprio gruppo di distretti; poi a un centro nazionale primario, a un centro nazionale secondario, da esso al centro di distretto, al centro del settore e infine alla centrale urbana alla quale è rilegato l'utente desiderato: *in tutto* 9 *transiti*.

Con la commutazione manuale sarebbe follia voler attuare un raggruppamento simile: la necessità di attuare fino a 9 transiti manuali rende impossibile in pratica l'espletamento di un servizio ragionevole. Così non è, però, se in *tutti* o *quasi tutti* i punti di transito è prevista la commutazione automatica. Nello stadio attuale delle costruzioni possiamo considerare già tutte automatiche le centrali urbane e abbastanza presto lo potranno essere i commutatori interurbani nei centri di settore e nei centri di distretto.

Per la totale automatizzazione del sistema interurbano bisognerebbe arrivare ai transiti automatici anche nei centri nazionali sia primari che secondari. A questo proposito però intervengono considerazioni assai complesse e non tutte di natura tecnica, sulle principali delle quali ci intratterremo fra poco, che hanno origine principalmente dalla esistenza in Italia di più enti di esercizio, il confine fra i quali (telefonicamente parlando) non è definibile sopra una carta riorganizzata secondo i principi descritti. Infatti le vigenti convenzioni distinguono le rispettive responsabilità con riferimento all'importanza dei centri serviti, presi come singole e separate sorgenti di traffico interurbano: concezione, come si vede, legata ai principi del servizio interurbano totalmente manuale, e che ovviamente deve essere riveduta. La scelta dell'assetto definitivo per il nostro Paese — e la distribuzione di compiti fra Enti esercenti che ne deve discendere — è di importanza determinante per l'avvenire del servizio.

Esclusivamente a titolo di esempio, nella fig. 771 abbiamo voluto riportare la configurazione della Rete Nazionale Italiana, tracciata con i concetti precedenti. Si osservi che i centri nazionali sono complessivamente 21, secondo i suggerimenti dell'ASCOT. Di essi Milano è il *CNP* per i 6 *CNS* dell'Italia Settentrionale: Torino, Genova, Verona, Mestre, Trieste, Bologna, per cui viene collegato a ciascuno di essi con una stella di cui ogni fascio è almeno di 12 circuiti 4 fili. Napoli è il *CNP* per i 6 *CNS* dell'Italia Meridionale: Potenza, Bari, Catanzaro, Reggio C., Catania e Palermo. Anche qui abbiamo una stella di fasci di almeno 12 circuiti 4 fili. Infine Roma è *CNP* dei 6 *CNS* dell'Italia Centrale: Pisa, Firenze, Ancona, Pescara, Sassari e Cagliari, nonchè di tutti gli altri 12, cui è sempre direttamente collegata con fasci di almeno 12 circuiti.

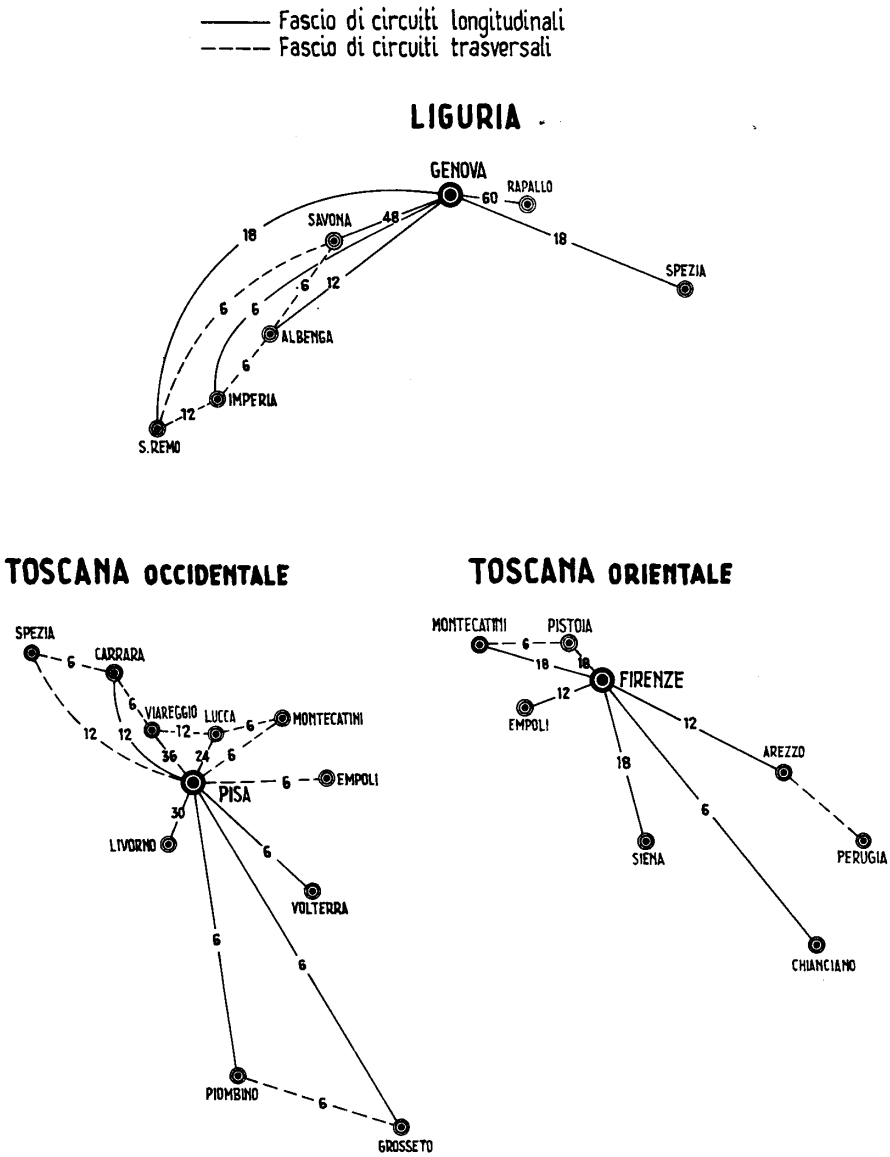


Fig. 772 - Esempi di reti regionali.

È così attuato il concetto sopra enunciato, per cui si va da Centro Nazionale a Centro Nazionale o direttamente o tramite un *CNP* ed uno solo. Completano la rete fasci fra *CNS* e *CNS* stabiliti solo laddove l'intensità di traffico giustifichi un gruppo di almeno 12 circuiti.

È evidente come allo stato attuale del traffico, cui la nostra cartina si riferisce, la maglia dell'Italia Settentrionale si trova in via di completamento, mentre nell'Italia Centrale e Meridionale si hanno stelle pressochè semplici.

Sempre a titolo di esempio le figg. 772 riportano i grafici delle reti regionali facenti capo ai *CNS*. Conoscendo i dati di traffico risulterebbe agevole determinare il numero iniziale di circuiti per le reti regionali, delle quali è dato il presumibile schema. I fasci sono di almeno 6 circuiti, ed anche qui è ovvio che le zone dove il traffico ha già raggiunto limiti elevati tendono verso lo sviluppo di fasci trasversali (indicati a tratteggio): si confronti p. es. la Toscana occidentale con il Lazio.

Infine la fig. 775 riporta due tipici esempi di distretti, uno grande, uno piccolo, con indicata la rete distrettuale e le stelle settoriali.

II. Questioni da risolvere per attuare la teleselezione nazionale.

Dopo aver illustrato la configurazione tipica della rete interurbana in base — come si è visto — alle sole esigenze del traffico, e per utilizzare i vantaggi della commutazione automatica, dobbiamo, nell'ipotesi che tale configurazione diventi il paradigma del Piano Regolatore Nazionale, dare un'idea forzatamente schematica delle questioni ad essa connesse.

Tali questioni si possono dividere in due gruppi. Il primo comprende la scelta di determinati indirizzi, criteri o sistemi tecnici, fra i vari possibili, relativamente alla costruzione dei circuiti, alla struttura dei nodi di commutazione ed al conteggio delle comunicazioni (tariffazione): le determinazioni che le riguardano hanno, evidentemente, un carattere di priorità.

Il secondo gruppo di questioni si riferisce alla conversione della rete esistente, da farsi per gradi e nel modo più conveniente, nel medesimo tempo in cui se ne attui lo sviluppo, onde pervenire in un periodo più o meno lungo all'assetto finale. Poichè questo secondo gruppo ha un carattere pratico che ci obbligherebbe ad entrare in eccessivi dettagli e riferimenti, ponderosissimi oltre che non consoni allo scopo di questa appendice, ci basterà aver accennato alla loro estrema complessità; mentre tratteremo con qualche diffusione delle questioni del primo gruppo, che hanno — ovviamente — valore determinante rispetto alle seconde.

A) COSTRUZIONE DELLE LINEE

a) **Ripartizione degli equivalenti.** — Si deve assumere come fondamentale il principio che tutte le comunicazioni debbano avere un uguale trattamento dal punto di vista della qualità; o quanto meno non siano, in nessuno dei casi possibili di collegamento, di qualità inferiore rispetto ad un certo limite, dato come il peggiore ammissibile. Disgraziatamente, allo stato attuale, la stessa definizione di che cosa si debba intendere obbiettivamente per « qualità » in senso tecnico (cioè *misurabile*, che è tutt'altra cosa della intuizione soggettiva) è ancora da completarsi e gli studi ferventi in proposito minacciano di durare ancora molti anni. Tralasciamo comunque ogni accenno maggiore alla questione. Posto di riferirsi, più o meno provvisoriamente ed impropria-

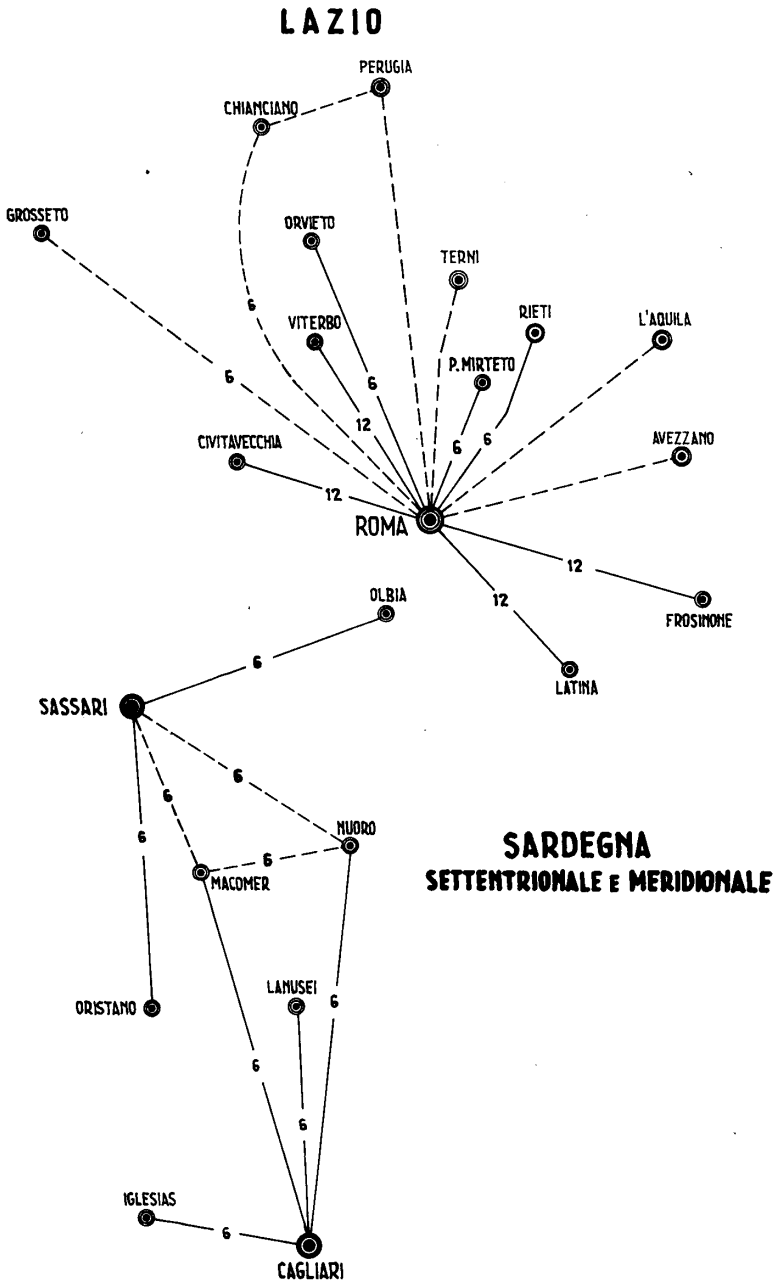
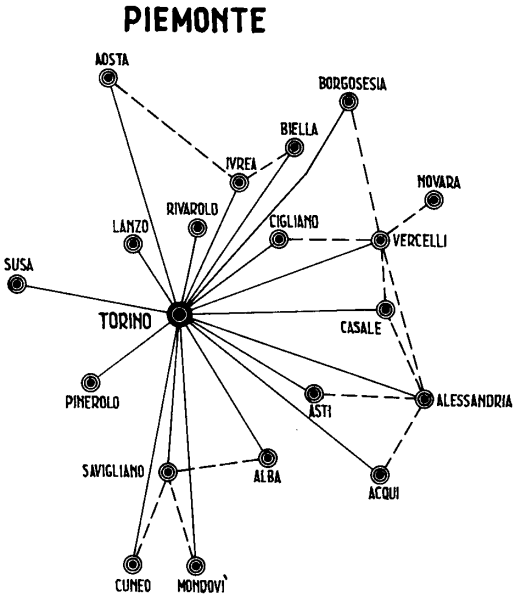

LAZIO
PERUGIA
CHIANCIANO
GROSSETO
ORVIETO
TERNI
VITERBO
RIETI
L'AQUILA
P. MIRTETO
CIVITAVECCHIA
AVEZZANO
ROMA
FROSINONE
LATINA
OLBIA
SASSARI
NUORO
MACOMER
ORISTANO
LAMUSEI
IGLESIAS
CAGLIARI
SARDEGNA
SETTENTRIONALE E MERIDIONALE
6
12

Fig. 773 *a*.


PIEMONTE
AOSTA
BORGOSESIA
BIELLA
IVREA
NOVARA
RIVAROLO
LANZO
CIGLIANO
VERCELLI
SUSA
TORINO
CASALE
PINEROLO
ASTI
ALESSANDRIA
SAVIGLIANO
ALBA
ACQUI
CUNEO
MONDOVI'

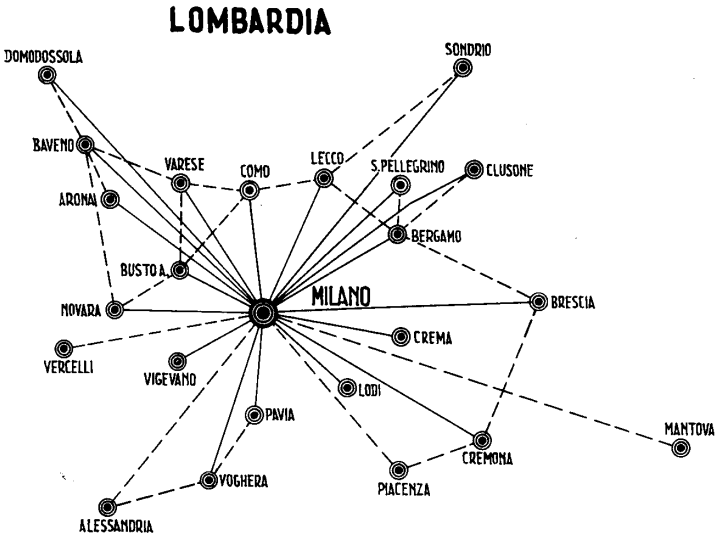

LOMBARDIA
DOMODOSSOLA
SONDRIO
BAVENO
VARESE
COMO
LECCO
S.PELLEGRINO
CLUSONE
AROMA
BERGAMO
BUSTO A.
MILANO
BRESCIA
NOVARA
CREMA
VERCELLI
VIGEVANO
LODI
PAVIA
MANTOVA
CREMONA
VOGHERA
PIACENZA
ALESSANDRIA

Fig. 773 *b*.

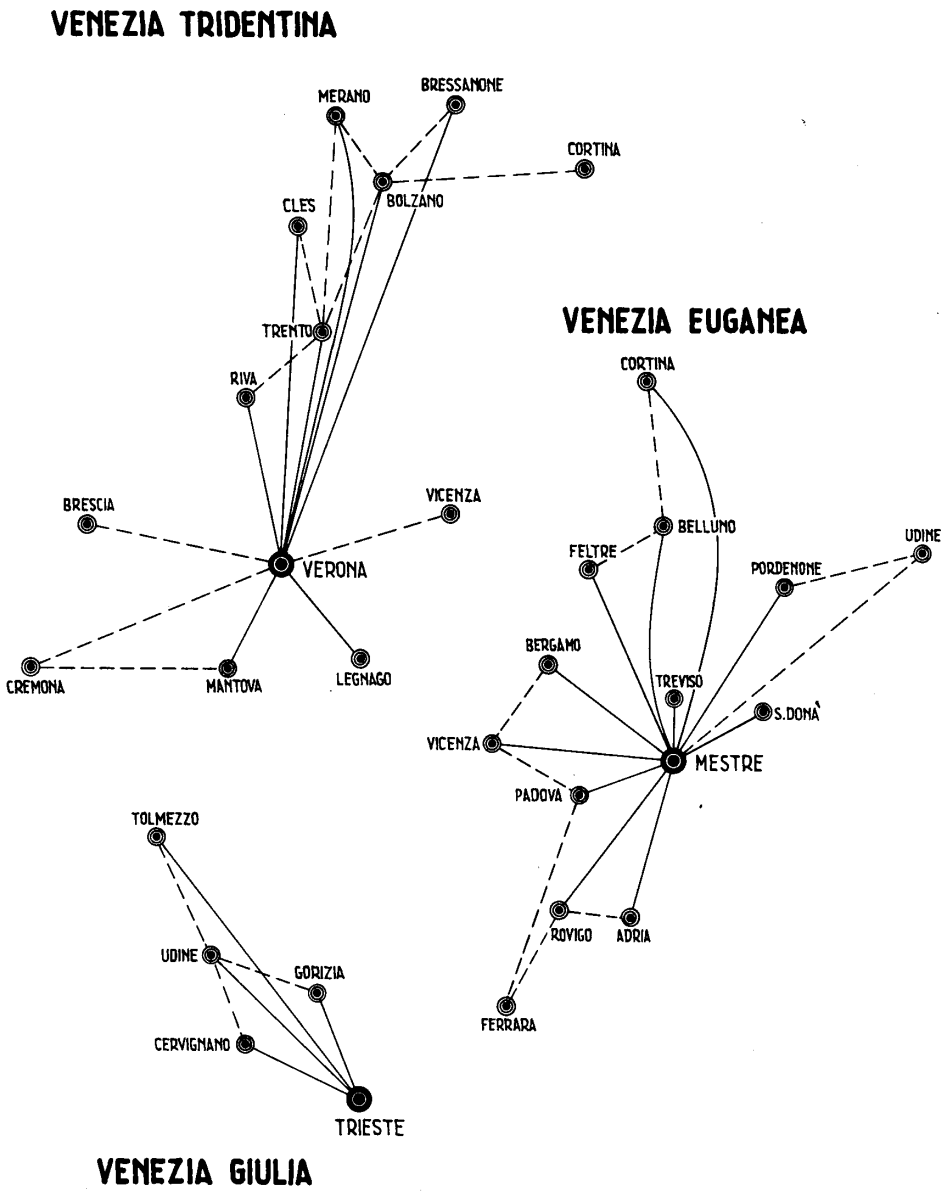

VENEZIA TRIDENTINA
MERANO
BRESSANONE
CORTINA
BOLZANO
CLES
TRENTO
RIVA
BRESCIA
VICENZA
VERONA
CREMONA
MANTOVA
LEGNAGO
VENEZIA EUGANEA
CORTINA
BELLUNO
FELTRE
UDINE
PORDENONE
BERGAMO
TREVISO
S.DONÀ
VICENZA
MESTRE
PADOVA
ROVIGO
ADRIA
FERRARA
TOLMEZZO
UDINE
GORIZIA
CERVIGNANO
TRIESTE
VENEZIA GIULIA

Fig. 773 *c*.

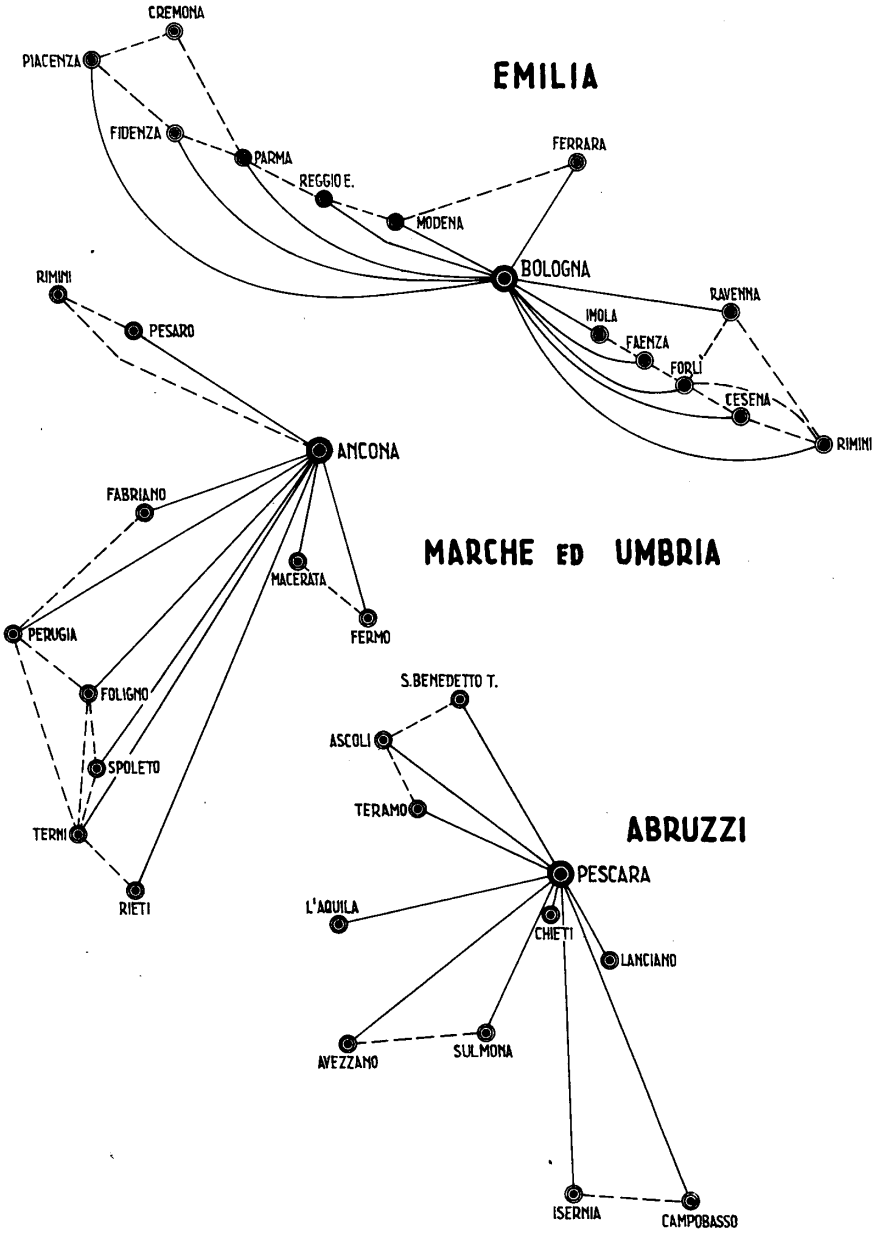

EMILIA
CREMONA
PIACENZA
FIDENZA
PARMA
REGGIO E.
MODENA
FERRARA
BOLOGNA
RAVENNA
IMOLA
FAENZA
FORLI
CESENA
RIMINI
MARCHE ED UMBRIA
RIMINI
PESARO
ANCONA
FABRIANO
MACERATA
FERMO
PERUGIA
FOLIGNO
SPOLETO
TERNI
RIETI
ABRUZZI
S.BENEDETTO T.
ASCOLI
TERAMO
PESCARA
L'AQUILA
CHIETI
LANCIANO
AVEZZANO
SULMONA
ISERNIA
CAMPOBASSO

Fig. 773 *d*.

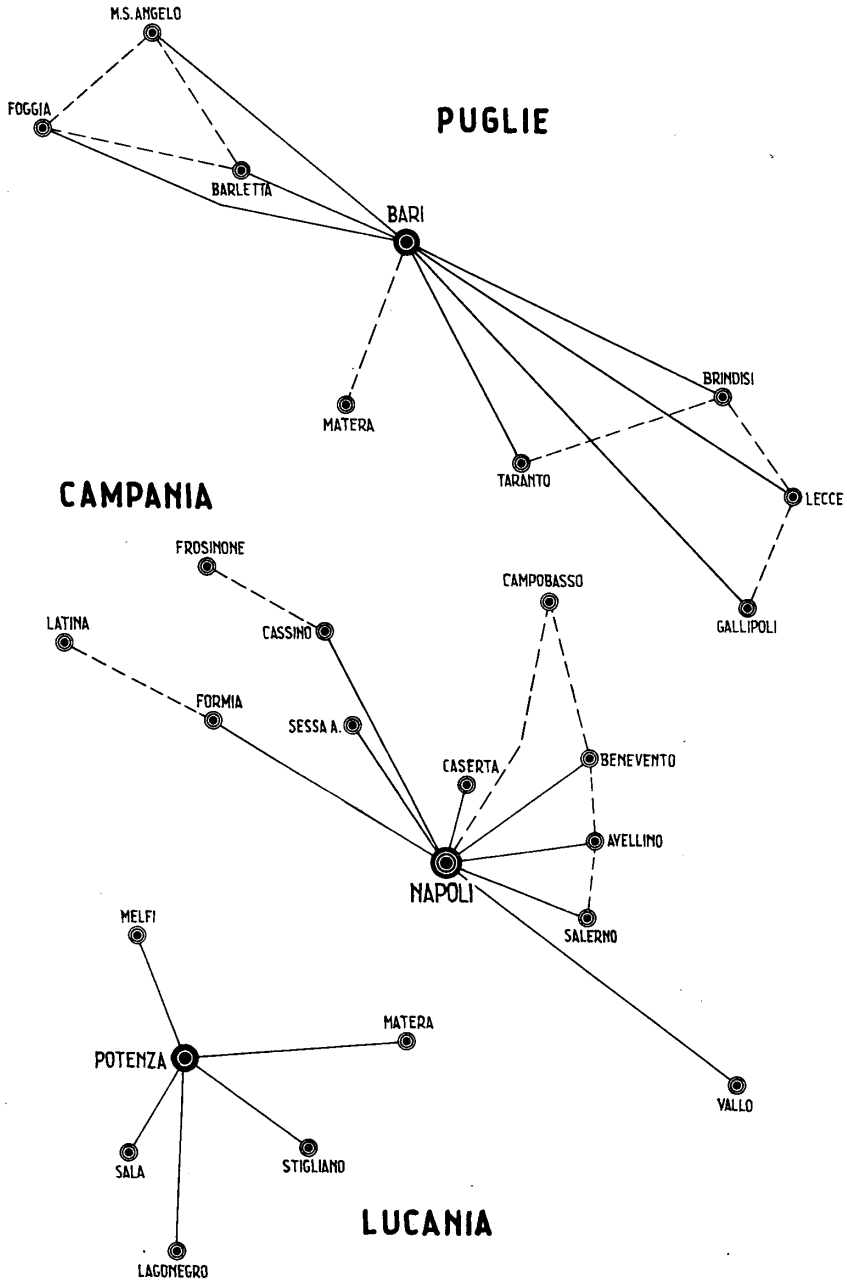

M.S. ANGELO
FOGGIA
PUGLIE
BARLETTA
BARI
BRINDISI
MATERA
TARANTO
LECCE
CAMPANIA
FROSINONE
CAMPOBASSO
LATINA
CASSINO
GALLIPOLI
FORMIA
SESSA A.
CASERTA
BENEVENTO
AVELLINO
NAPOLI
MELFI
SALERNO
MATERA
POTENZA
VALLO
SALA
STIGLIANO
LUCANIA
LAGONEGRO

Fig. 773 *e*.

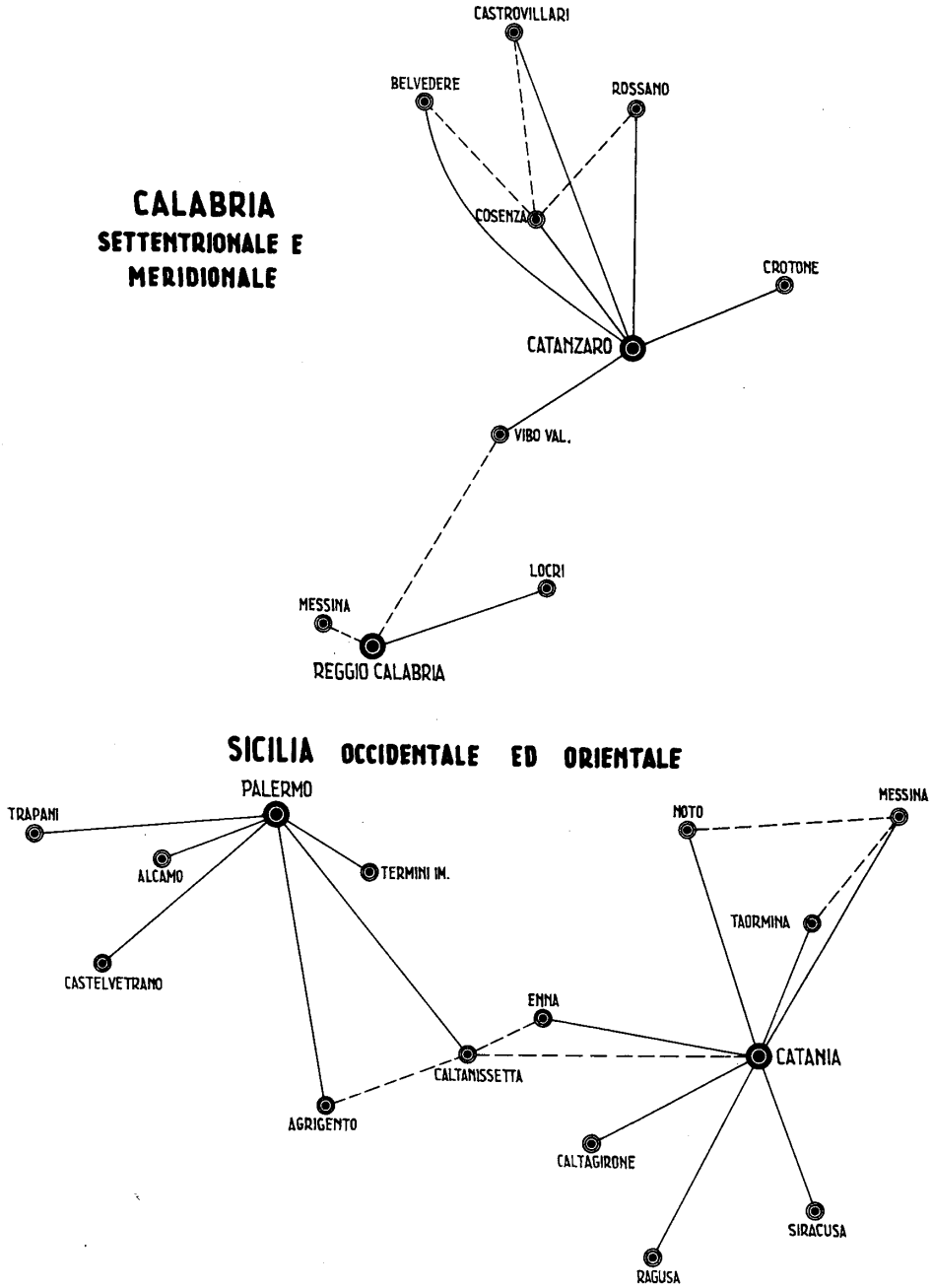

CALABRIA
SETTENTRIONALE E
MERIDIONALE
CASTROVILLARI
BELVEDERE
ROSSANO
COSENZA
CROTONE
CATANZARO
VIBO VAL.
LOCRI
MESSINA
REGGIO CALABRIA
SICILIA OCCIDENTALE ED ORIENTALE
PALERMO
TRAPANI
ALCAMO
TERMINI IM.
CASTELVETRANO
EMNA
CALTANISSETTA
AGRIGENTO
MOTO
MESSINA
TAORMINA
CATANIA
CALTAGIRONE
SIRACUSA
RAGUSA

Fig. 773 *f*.

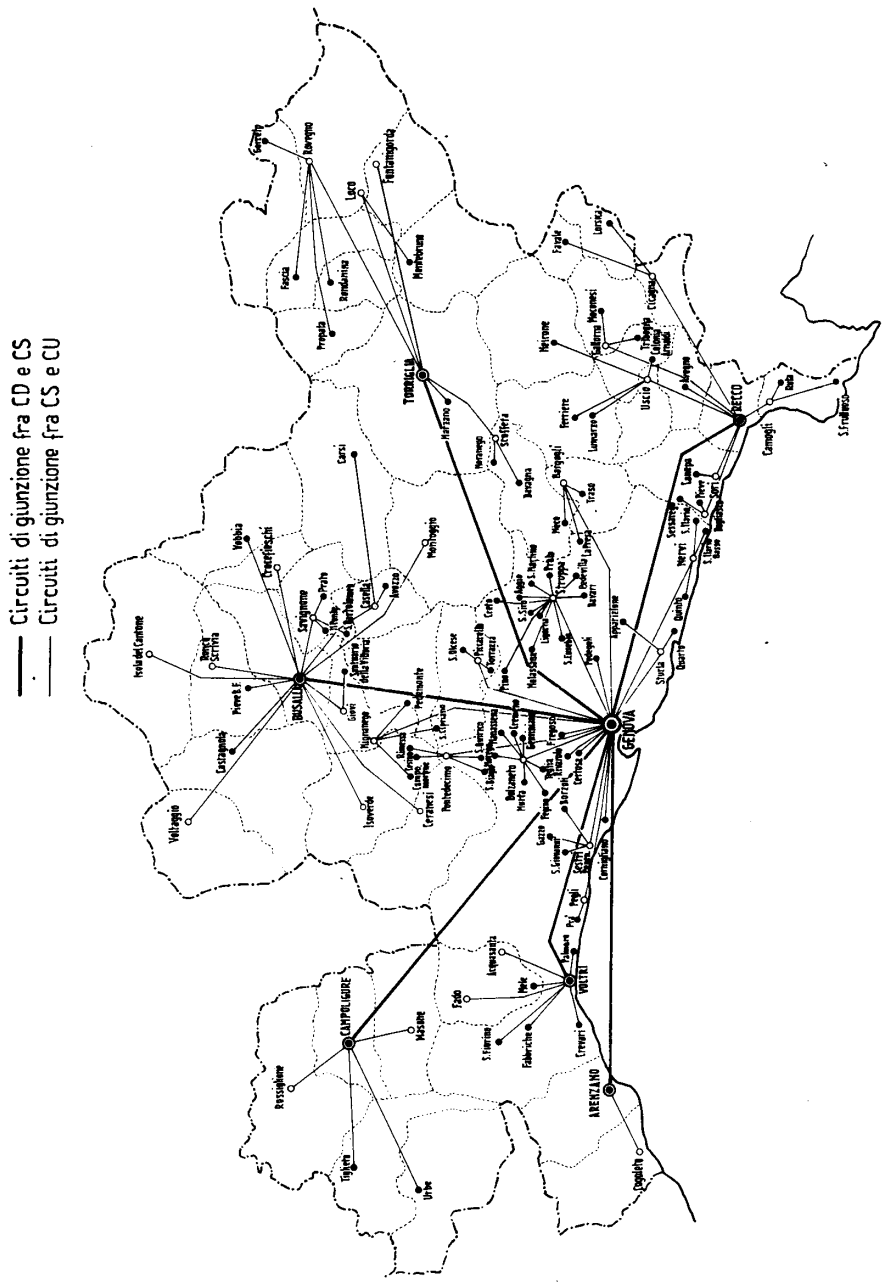
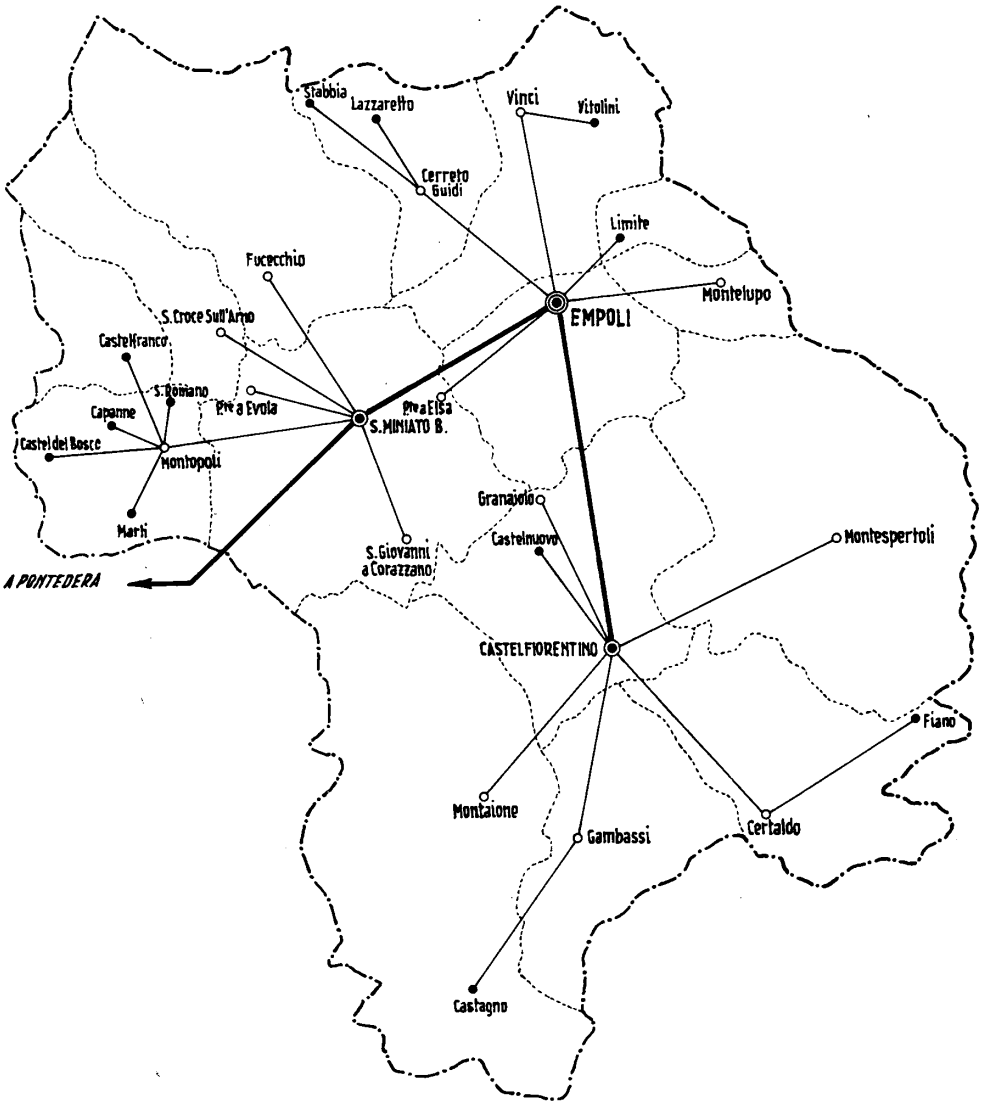
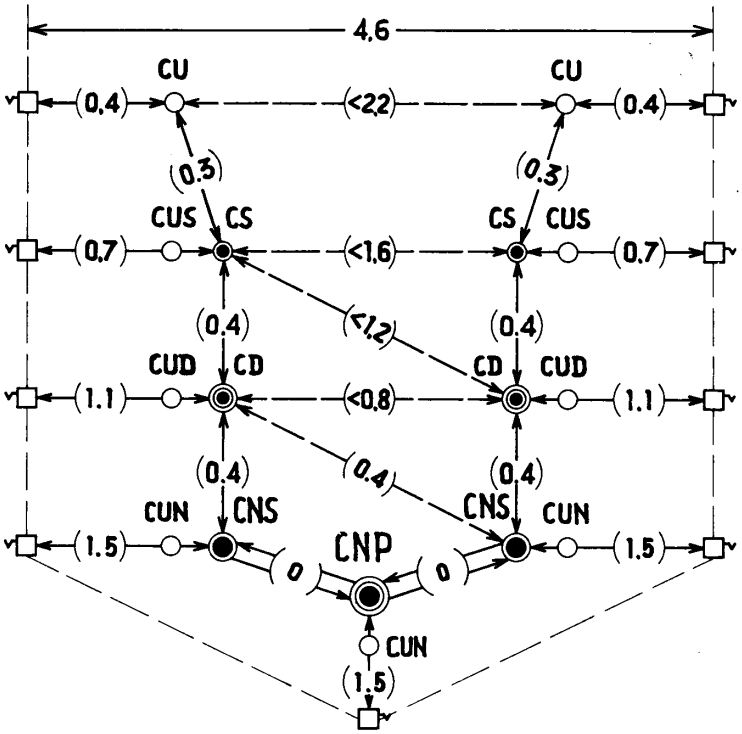


Fig. 774 – Esempio di rete distrettuale.



Segue: Fig. 775 – Esempio di rete distrettuale.

N.B.- Le catene ammesse sono solo quelle che danno per i tronchi la somma 3 Nep.



Equivalente convenzionale dell'apparecchio in trasmiss.	0,7 N.
" " " " " ricezione	0,2 N.
Attenuazione convenzionale di tutte le centrali di una catena completa	0.5 N.
Attenuazione riservata alla somma dei tronchi	3.0 N.
Margine complessivo di regolazione	0.2 N.
	4.6 N.

Fig. 776 – Proposta di ripartizione dell'equivalente totale di riferimento, desunta dalle proposte del comitato tecnico ASCOT.

mente, al semplice *equivalente di riferimento* (in volume) come ancora raccomandato dal C.C.I.F. a pag. 103, tomo IV del Libro Giallo 1949, occorre effettuare una ripartizione del valore massimo fissato (p. es., i 4, 6 Neper del C.C.I.F., dati a pag. 21 del tomo III del Libro di Parigi, valevoli per le comunicazioni internazionali), tenendo conto delle perdite di trasmissione dovute a tutte le parti costituenti la catena, nonchè dei margini da lasciare ai fini della regolazione di tutte le parti soggette a variabilità nel tempo (vedasi appendice seconda).

Tutti i principali Paesi hanno dato una regola per il proprio territorio e la propria configurazione interurbana, e tale questione è alla base di ogni altra come si vedrà andando avanti. È noto che in Italia si sono effettuati studi in proposito, a cura delle Società Concessionarie (ASCOT) e dell'Amministrazione. In fig. 776, partendo da tali dati, è mostrato un piano di possibile regolamentazione. La ripartizione degli equivalenti dovrà essere considerata impegnativa con riferimento ai casi più tipici fra quelli possibili, nell'ipotesi della interconnessione automatica nei transiti. In particolare occorre stabilire una qualche regola pratica per il « travaso » dei margini eventualmente disponibili da un piano all'altro della rete (procedendo da monte a valle).

C'è infine da dissipare qualche preoccupazione che sembra sussistere in alcuni, timorosi che la specificazione degli equivalenti massimi di ogni tronco della rete abbia a richiedere eccessive spese per rimodernamento o addirittura rifacimento dei fasci interurbani. Ogni preoccupazione in proposito appare infondata. In primo luogo la fortissima differenza fra traffico attuale e traffico prevedibile per il futuro, consente di destinare i circuiti ad alto equivalente oggi esistenti al servizio dei fasci trasversali, che sono sempre quelli aventi minori esigenze di trasmissione. Ciò vuol dire che, una volta riorganizzata la propria rete, l'esercante dovrà in prevalenza indirizzare le proprie nuove costruzioni verso la creazione dei fasci longitundiali di alta qualità, oggi ottenibili ad una spesa inferiore a quella una volta necessaria per i vecchi tipi di circuiti.

In quanto poi ai circuiti ad elevato equivalente proprio, da utilizzarsi eventualmente sui fasci longitudinali, la correzione di essi per riportarli al valore limite fissato dal piano può essere ottenuta con guadagno aggiuntivo nel transito, come si vedrà fra breve.

Si può perciò concludere che il piano degli equivalenti non è un letto di Procuste, la cui intransigente applicazione debba portare ad oneri particolari, ma una norma organica, dalla cui generale osservanza soltanto può nascere la garanzia di collegamenti sempre commercialmente soddisfacenti.

b) **Determinazione dei livelli.** — Questione che discende e completa la prima, in quanto permette, mediante la predisposizione dei diagrammi di trasmissione per tutti i tipi di collegamento possibili — in base agli equivalenti ammessi — di determinare le modalità per le interconnessioni automatiche nei differenti nodi di commutazione. Su quest'argomento torniamo tra poco, ed in generale non ci soffermeremo su esempi pratici di diagrammi di livello possibili, essendo materia il cui dettaglio non è indispensabile in questa rassegna.

c) **Scelta dei tipi di linee.** — Anche questo problema è conseguenza della soluzione data alla questione degli equivalenti. Infatti, suppongasi che si convenga (e sarebbe difficile il contrario) sulla necessità di costituire senza eccezione i fasci della rete nazionale mediante circuiti ad equivalente zero anzi, ad equivalente negativo (se si tien conto dei margini di regolazione): ne consegue che da tale rete dovranno essere banditi i cir-

cuiti a due fili di ogni specie. Naturalmente, essi troveranno ampio e più conveniente impiego sui piani inferiori della rete, in modo speciale per i fasci diretti trasversali fra centri di distretto importanti.

In generale, per ogni tronco occorrerà mettere in correlazione: equivalente massimo ammesso (da sfruttarsi il più possibile per evidenti ragioni di spesa), lunghezza del tronco, numero dei circuiti del fascio; la scelta cadrà univocamente sul sistema capace di soddisfare a tali requisiti (come spesa di primo impianto, economicità d'esercizio e facile ampliabilità) con la minima spesa e la massima sicurezza ed efficienza.

Per il nostro Paese si può dire — come indicazione di massima (tenendo d'occhio le figg. 770 e 776), che:

— I fasci della rete nazionale primaria, tutti richiedenti circuiti a quattro fili, potranno venire realizzati: *a*) quando siano fasci a forte numero di circuiti o di cui si prevede un forte incremento mediante cavi coassiali o cavi hertziani equivalenti; *b*) fasci di potenzialità media non suscettibili di grande incremento: gruppi a 12 o 24 canali su coppie spupinizzate dei cavi esistenti; *c*) fasci brevi, piccoli e senza prevedibile sensibile incremento: circuiti a 4 fili in bassa frequenza; in casi speciali, ponti radio a 12 o 24 canali (del tipo medio a cavo hertziano a multiplex di frequenza e modulazione di portante in frequenza).

— I fasci della rete interdistrettuale regionale formanti stella regionale sul proprio *CNS* o *CNP*, richiederanno circuiti a 2 o 4 fili a seconda della lunghezza: si utilizzeranno per i fasci più grossi e più lunghi sistemi in a. f. su coppie non pupinizzate di cavi; per i fasci meno grossi ma lunghi: circuiti a 4 fili in b. f.: per i fasci più corti e con minor numero di circuiti: linee a 2 fili in b. f. in cavo pupinizzato ovvero sistemi in a. f. su linee aeree.

— I fasci della rete distrettuale saranno sempre a due fili, e di regola verranno realizzati con circuiti in b. f. di cavi pupinizzati (eccezionalmente amplificati) ovvero con sistemi di a. f. su linee aeree. Anche i fasci interdistrettuali trasversali, sui quali l'equivalente ammesso sarà in genere alquanto elevato (0,8 N.), verranno realizzati con i suddetti tipi di circuiti; per fasci molto grossi potranno, naturalmente, convenire anche le a. f. in coppie di cavo non pupinizzate o addirittura — per poco che la distanza sia notevole — supergruppi di cavo coassiale (e ciò per ragioni economiche di impianto, non più per considerazioni di equivalente).

— Infine i fasci della rete stellare settoriale, i fasci trasversali fra i *CS* e fra *CS* e *CD* di altro distretto saranno generalmente in cavo pupinizzato (mai amplificato date le brevi lunghezze), e su linee aeree, sia in b. che in a. f. (a seconda delle dimensioni del fascio).

B) COSTRUZIONE DEI COMMUTATORI INTERURBANI

a) **Commutatori a 2 o a 4 fili e regolazione dei livelli.** — I nodi di commutazione automatica interurbana secondo la configurazione tracciata in fig. 770, sono in ordine progressivo: il centro di settore, il centro di distretto, il centro nazionale secondario e il centro nazionale primario. In ciascuno di questi nodi esiste un commutatore automatico della rete urbana (*CU*) e si tratta di progettare il commutatore automatico interurbano che deve subentrare all'esistente commutatore interurbano manuale.

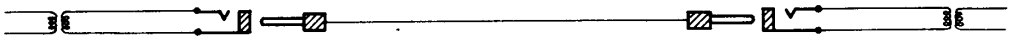
Secondo la vecchia tecnica solo i collegamenti di importanza secondaria avrebbero potuto, come si è visto nella prima parte di questa nota, essere effettuati mediante i transiti, e questi ultimi in numero non superiore ad uno, rarissimamente a due. La massima parte dei collegamenti principali, essendo realizzata in modo rigido tra i due

punti interessati, risultava già predisposta dal punto di vista dell'attenuazione in modo da dare un determinato equivalente fra i due centri serviti. Nel caso del transito manuale la giunzione mediante un bicordo di due circuiti in modo da realizzarne uno completo, richiedeva un provvedimento di amplificazione nel transito soltanto quando la somma delle due attenuazioni superava i limiti consentiti. Si sviluppò così, in regime di commutazione interurbana manuale, la tecnica degli « amplificatori di transito » detti anche « amplificatori su cordoni ». Come è noto (vedasi fig. 777) il sistema poteva essere: *totalmente manuale*, nel caso in cui ad ogni bicordo era associato un amplificatore capace di dare un determinato guadagno fisso: oppure *misto manuale-automatico*, sistema nel quale i bicordi abilitati al transito amplificato sceglievano automaticamente mediante cercatori, al momento di venire impegnati, uno fra alcuni amplificatori comuni disponibile al momento. Con l'uno o l'altro di questi due metodi il guadagno degli amplificatori era necessariamente regolato a un valore minimo prestabilito, per la evidente scomodità di adattarlo di volta in volta al collegamento da realizzare; così anche le linee artificiali non potevano che essere di tipo omnibus. Ciò limitava fortemente le possibilità di amplificazione nel transito e quest'ultimo era sempre effettuato « a due fili » anche nel caso in cui i due circuiti da interconnettere fossero stati a quattro fili: in altre parole i circuiti a quattro fili per poter essere interconnessi dovevano essere dotati di forchetta terminale.

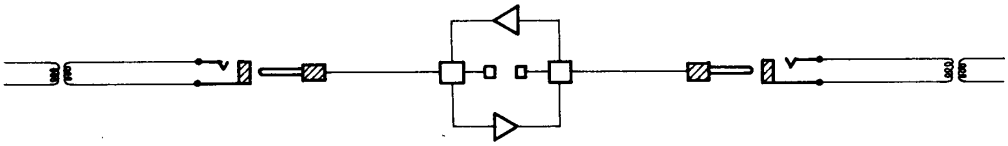
Una siffatta tecnica può essere convertita, almeno teoricamente, in automatica, sostituendo ad ogni spina la parte mobile di un selettore, al campo multiplo del quale si facciano arrivare le linee. Si realizza così il commutatore interurbano automatico a due fili, con transito amplificato (fig. 778 *b*). Ma è evidente che in tal modo si trasportano nel nuovo commutatore gli stessi difetti e limitazioni del commutatore manuale.

Pur mantenendo il principio dell'amplificatore commutato di transito, possono però essere introdotti notevoli perfezionamenti se il selettore si dota di un numero di bracci di contatto maggiore dei due strettamente necessari ad effettuare il transito a due fili. Infatti (fig. 778 *c*) se il selettore, nello scegliere la linea in arrivo o in partenza, sceglie anche con appositi bracci una linea artificiale (individuale) di caratteristiche simili il più possibile a quelle della linea reale, si ha all'atto del collegamento un più perfetto adattamento delle impedenze che consente di spingere alquanto il guadagno dell'amplificatore in transito. Si può ancora caratterizzare con un qualche criterio elettrico il valore del guadagno da introdurre in transito per ottenere sul circuito da completare un prefissato equivalente: ciò consente, nel momento in cui si stabilisce il collegamento automatico, di regolare il guadagno dell'amplificatore impegnato sia agendo automaticamente sul potenziometro sia includendo mediante relè uno o più valori fissi di perdita artificiale in modo da ridurre il guadagno totale dell'amplificatore in transito, mantenuto stabilmente al valore superiore possibile.

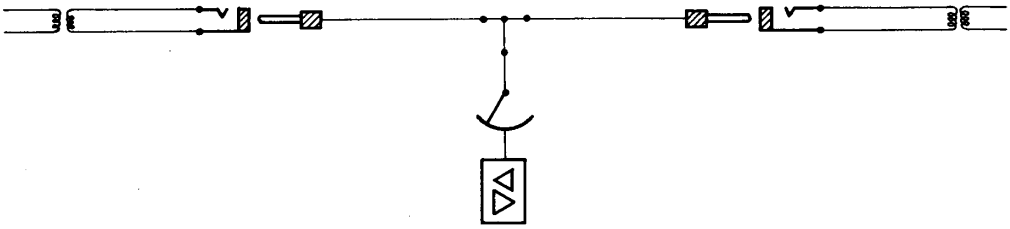
Con questi sistemi o artifizi che dir si voglia, adottati su larga scala, p. es. sulla rete Svizzera e su quelle di alcune fra le nostre Concessionarie — in particolare la TETI che sviluppò il suo servizio interurbano celere fin dal 1932 — si progettano dei commutatori interurbani automatici a due fili perfettamente rispondenti alle esigenze nella teleselezione integrale con un solo limite: quello del numero totale di amplificatori a due fili, risultante dalla somma degli amplificatori che vengono inclusi nei transiti e di quelli che preesistono lungo i circuiti, quando si realizza la più lunga catena possibile. È noto, infatti, che ogni aggiunta successiva di amplificatori diminuisce la stabilità del complesso, che molto rapidamente scende al di sotto dei valori tollerabili perchè con sicurezza non si abbia l'innesco della reazione. In altre parole il transito automatico amplificato a due fili è ammissibile nella teleselezione limitata a territori non troppo



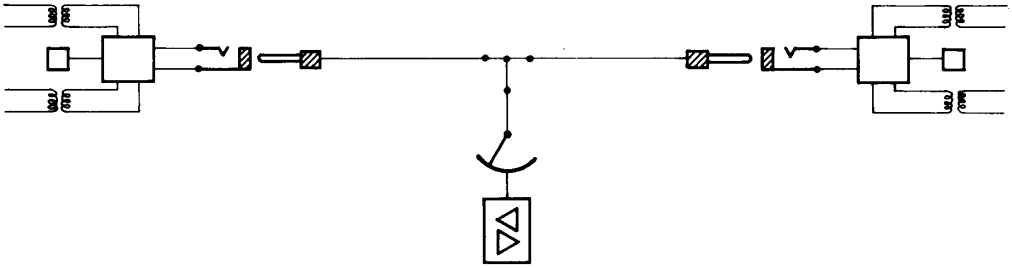
a) Non amplificato



b) Amplificato con amplificatore fisso al bicordo



c) Amplificato con ricerca automatica dell'amplificatore



d) Idem c.s. per circuiti a 4 fili (4/2/4 fili)

Fig. 777 – Transito a 2 fili con commutazione manuale.

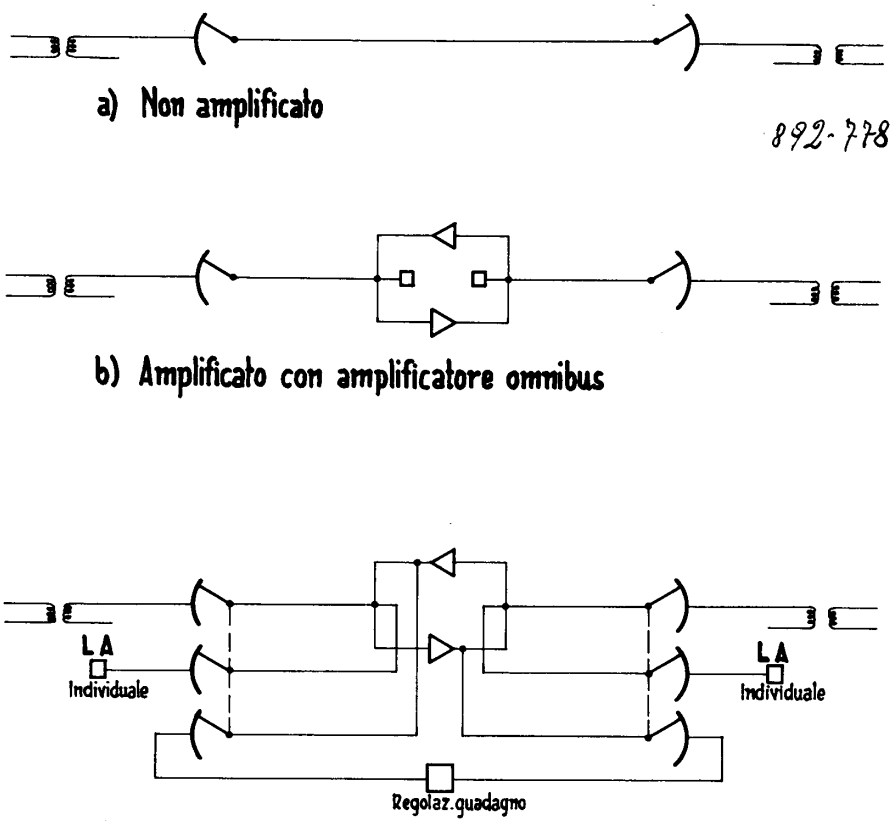


Fig. 778 – Transito a 2 fili con commutatore automatico.

estesi, ovvero può essere confinato alle centrali di ordine inferiore quali sono i *CS* ed i *CD* minori. In questi, peraltro, l'amplificazione rappresenta una eccezione perchè, come si è visto, i circuiti della stella settoriale saranno generalmente di lunghezza e caratteristiche tali da non richiedere guadagno aggiunto nel transito. Altrettanto dicasi per i fasci intersettoriali ed interdistrettuali trasversali, il cui scopo è di convogliare solo traffico terminale, onde possono venire predisposti ad un equivalente fisso.

La necessità di aumentare i bracci dei selettori nel transito a due fili per renderli idonei alla scelta delle linee artificiali e alla regolazione del livello di trasmissione, complica però il commutatore a due fili, di modo che viene naturale di cercare di utilizzare altrimenti lo stesso materiale per ricavarne tutti i vantaggi possibili. Si viene così alla concezione del commutatore di transito a 4 fili (fig. 779). In esso le due direzioni della comunicazione sono tenute separate e, a seconda che si tratti di collegare fra di loro circuiti a due, circuiti a quattro fili o anche circuiti a due con circuiti a quattro fili, si raggiunge oppure no una forchetta terminale sempre rigidamente connessa alla linea da collegare.

Il commutatore interurbano a 4 fili presenta il vantaggio della massima semplicità teorica in quanto permette di risolvere tutti i casi di possibile interconnessione con un unico metodo di commutazione. Con esso pertanto possono essere costruiti i principali centri distrettuali, i centri nazionali secondari, i centri nazionali principali (questi ultimi, con le ulteriori esigenze di cui si parlerà più avanti).

Come appare anche dagli schemi di principio della fig. 779, la questione che stiamo esaminando non può dirsi però risolta fintanto che non si sia stabilito in quale modo debba avvenire nel transito la regolazione dei livelli in tutti i casi possibili. Prendiamo ad esempio un centro nazionale (piano 4 della fig. 770); in esso affluiscono linee di giunzione: con la centrale urbana locale, con i vari centri del distretto (e possono essere a due fili a bassa attenuazione non aventi obbligo di amplificazione terminale, ovvero a due fili ad alta attenuazione richiedenti un guadagno complementare), con altri centri di distretto limitrofi (trasversali, ad alta attenuazione); con i vari centri distrettuali della stella (e possono essere a due o a quattro fili), ed infine con gli altri centri nazionali (e sono sempre a quattro fili). Tutte queste linee nel collegarsi a due a due fra di loro devono venire quasi sempre (salvo nel caso del collegamento tra due giunzioni aventi bassa attenuazione) dotate di una regolazione di livello nel transito, affinchè sia assicurata quella regolazione degli equivalenti della quale si è parlato in precedenza.

In un commutatore interurbano a quattro fili vi sono almeno due modi di effettuare la regolazione dei livelli nel transito, rispettivamente proposti dalla Siemens e dalla Face (quest'ultima seguendo una tecnica sviluppata in Belgio). Secondo la Siemens (fig. 779 *d*) le forchette dei circuiti a due fili amplificati (e solo di questi) e gli amplificatori terminali dei circuiti a quattro fili sono dotati di complementi di linea simmetrici sulle due direzioni, che vengono automaticamente inclusi o esclusi al momento dell'impegno del circuito e in base al criterio di selezione.

La tecnica della Face correda (fig. 779 *e*) tanto le forchette di tutti i circuiti a due fili, siano essi a basso o ad alto equivalente, quanto i circuiti a quattro fili, di un *mezzo amplificatore* posto nella direzione di entrata, e di complementi di linea nell'altra direzione, talchè una volta che sia effettuata la interconnessione a quattro fili si ottiene nel transito un amplificatore completo regolato al valore desiderato.

Non è qui il caso, naturalmente, di effettuare un confronto tra i due metodi, specie dal punto di vista economico. Si deve però avvertire che non è lecito, avendo in mente la interconnessione automatica su tutto il territorio nazionale, l'uso promiscuo dei due sistemi, che vanno per lo meno messi d'accordo in modo che realizzino i diagrammi

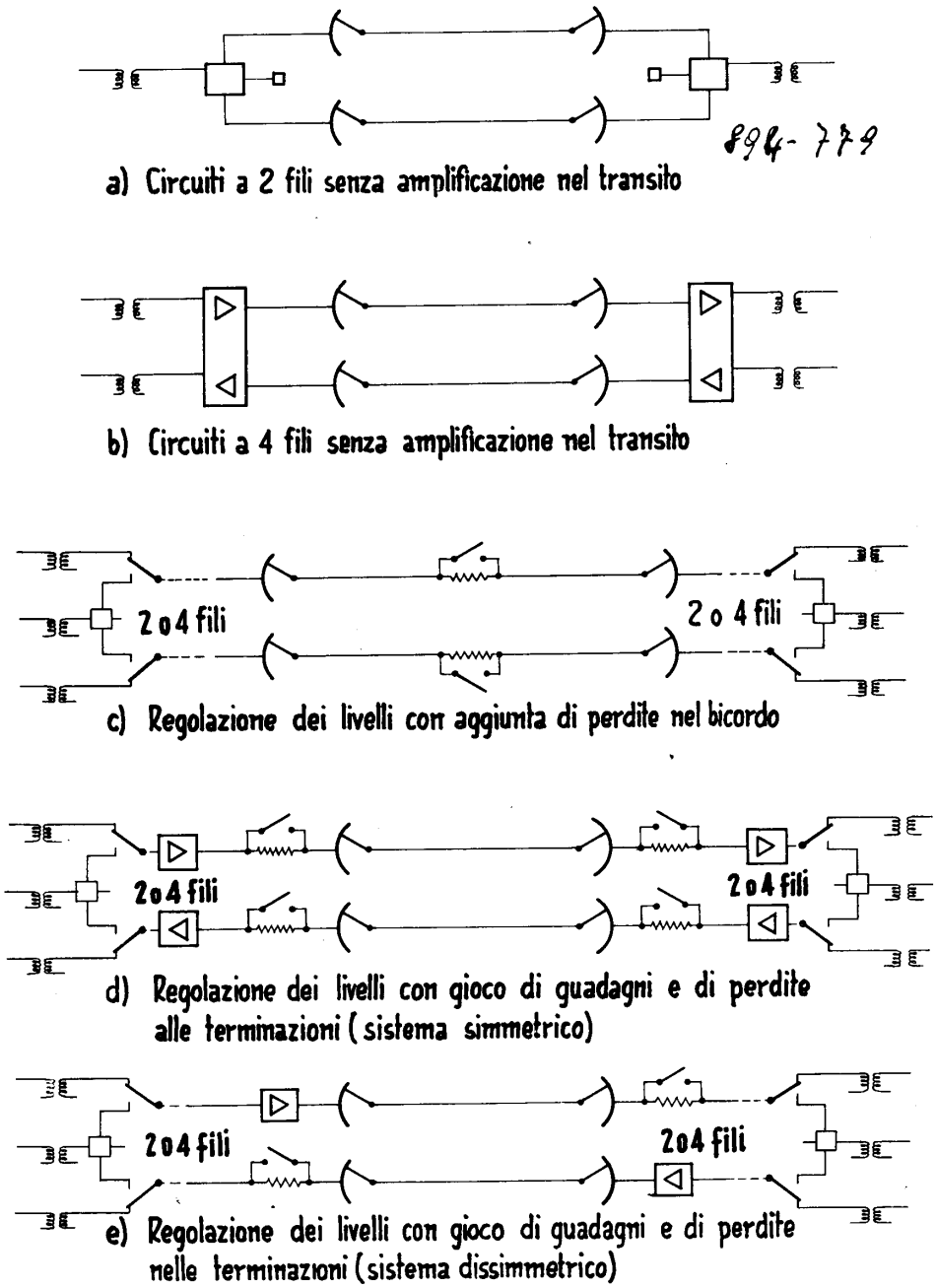


Fig. 779 – Transito a 4 fili con commutatore automatico.

dei livelli previsti per tutti i casi possibili. Ciò però conduce ad adattamenti che complicano e quindi rendono meno economico ciascuno dei sistemi originari quando lo si voglia piegare verso l'altro.

Si può ancora notare che non dipendendo, almeno in generale, l'attuazione dell'uno o dell'altro metodo dalla conformazione degli organi selettori e dal modo con cui essi vengono azionati, si potrebbe benissimo scegliere uno dei due schemi e realizzarlo in ciascun centro mediante i materiali dell'una o dell'altra fabbrica. La cosa però va imposta da un potere discrezionale soprastante ai singoli committenti ed alle fabbriche.

E, infine, si potrà confinare questo problema all'interno di ciascun piano regionale, considerato come sistema chiuso, nella sola ipotesi — peraltro assai concreta — che i commutatori interurbani dei 21 *CN* siano costruiti secondo un tipo unico nazionale, particolarmente progettato in vista del servizio celere semi-automatico.

Veniamo quindi alla questione grossa, quella dei:

b) **Sistemi di commutazione.** — Il commutatore interurbano manuale costruito per il passato non presenta caratteristiche tali da richiedere una intesa fra costruttori. La chiamata interurbana è di solito effettuata con azionamento di tasto o chiave ed alla eventuale conversione della corrente di chiamata (p. es. in treni da 500 pps interrotti con ritmo di 20 pps, capaci di traversare i traslatori e gli amplificatori di un circuito in cavo) provvedono organi equipaggiati nelle stazioni amplificatrici. Pertanto ogni casa costruttrice del materiale automatico urbano poteva fornire anche i tavoli manuali interurbani, e questi corrispondevano fra di loro, di qualunque tipo fossero.

La selezione interurbana automatica ha portato finalmente al pettine il grosso nodo della interconnessione di sistemi automatici di costruzione diversa. Infatti una catena interurbana completa incontra, ai limiti estremi, il commutatore automatico urbano di partenza e quello della rete di arrivo. Fanno da intermediari gli organi automatici dei centri nodali intermedi. I primi esistono; di quale tipo dovranno essere questi ultimi?

Naturalmente tutte le fabbriche sono in grado di fornire materiali adatti a funzionare in connessione tanto con le centrali urbane di propria costruzione quanto con quelle urbane di costruzione altrui. Il problema, dipendente solo da un esame della convenienza economica, sarebbe perciò senz'altro risolto, se tutti gli eventuali committenti decidessero d'intesa ed a priori sulla scelta del solo ed unico tipo da adottare per i commutatori interurbani automatici. Ma a ciò ostano due fatti: in primo luogo ogni esercente cerca, per ragioni di semplicità di esercizio facili a capirsi, di non avere, nello stesso impianto, un commutatore automatico urbano di data costruzione e, a fianco, magari nella stessa sala, il commutatore interurbano di altra costruzione. Secondariamente gli esercenti sono, come sappiamo, in parecchi, e la distribuzione nei rispettivi territori dei diversi tipi di centrali automatiche è quanto mai diversa: anche fermandosi ai soli *CD* senza scendere ai *CS*, dei 186 distretti previsti nelle pagine precedenti a mo' d'esempio per il territorio nazionale, 61 sono del sistema SH, 39 Face, 62 Ericsson, 20 Autelco e 5 Autofabag. In sintesi, 85 passo a passo (ma sono quelli che includono i maggiori centri urbani) e 101 con sistema a registro. Nessuna possibilità di intesa nazionale sembrerebbe esistere, stando così le cifre, per la scelta di un solo sistema da adottare nei commutatori automatici interurbani, tanto più se si tengono d'occhio i legami esistenti fra alcuni esercenti e le diverse fabbriche. Pertanto sembra che non rimanga altra via al difuori di quella di una intesa fra costruttori, per rendere possibile la interconnessione fra le proprie centrali interurbane e quelle degli altri (il cosiddetto

incontro in linea); cosa che, anche se verrà risolta più o meno bene in laboratorio, ed è lungi oggi dall'esserlo, porta ad una piccola complicazione degli impianti. Una cosa è l'intesa sulla forma e sulle caratteristiche elettriche dei « segnali » da usare per l'interconnessione, altra cosa è invece quell'insieme di comandi (comunemente chiamati « criteri ») da cui dipende la commutazione. I segnali sono come l'alfabeto comune, con il quale si deve comporre la serie di vocaboli, diversi, costituenti i « criteri » di ciascun sistema. Si impone perciò una « traduzione » di comandi anche nella ipotesi dell'incontro di linea. Supponiamo infatti che gli Esercenti abbiano almeno (cosa relativamente semplice) unificato il sistema costruttivo entro ogni distretto (vedi fig. 780). L'abbonato di *A* si collega attraverso la propria *CU* al *CS* e poi al *CD*, attraverso commutatori automatici dello stesso sistema costruttivo adottato per il *CD*. Uscendo dal *CD* si può incontrare un altro *CD* od un *CN* di altro sistema. Se il chiamante si trova, p. es., in un distretto sistema passo a passo, fra il *CD* passo a passo e l'altro *CD* o *CN* occorre interporre su ogni linea di giunzione un organo speciale *a*, che trasformi i segnali provenienti dal passo a passo in quelli adatti ad operare la prossima centrale Face od Ericsson. Procedendo oltre, se prima del *CD* di arrivo ci fossero uno o due altri *CN* (come è previsto dal piano dei collegamenti) può darsi che essi (se non ci si è provveduto per tempo) siano ancora di tipo diverso: dovremo introdurre quindi uno od altri due organi di interconnessione *b*, *c*; infine un ultimo *d* se ne potrà avere per poter entrare nel *CD* di arrivo ed azionare il sistema di laggiù. A meno di combinazioni fortunate dovremo perciò prevedere da 2 a 4 organi di interconnessione lungo la catena, che si aggiungono ai 9 nodi massimi di commutazione automatica: uno stato di cose del tutto paradossale, se non ci si pensa in tempo. E, si noti, la configurazione stellare come descritta di per sè semplifica la cose, poichè — fatta eccezione dei fasci trasversali — la dipendenza fra nodi di commutazione è cosa prestabilita e quindi permette almeno, di individuare in quali punti andrebbero collocati gli organi di interconnessione, ed il numero di tali punti risulta il minimo possibile. Ma cosa sarebbe in una configurazione che abbondasse di collegamenti diretti interdistrettuali anche per fasci di modesta entità, e di vie deviate per il traffico di cresta?

I lettore al corrente dell'argomento sanno che qui non si fanno ipotesi astratte: già taluno degli esercenti, mancando norme od intese od altra guida, si è messo per questa via e quando finalmente le norme verranno, i rimedi costeranno salati.

Se almeno i *CN* saranno previsti tutti di un solo tipo, gli organi di interconnessione potranno essere al massimo due con economia di impianto ed esercizio, e diminuzione delle probabilità di cattivo funzionamento nei collegamenti, e si ridurranno a zero se anche nei distretti verrà adottato lo stesso tipo di materiale per la catena di selezione interurbana entrante.

c) **Piano della numerazione interdistrettuale.** — Si deve premettere che occorre almeno essere d'accordo nel considerare ogni distretto, con i suoi settori e centri urbani dipendenti, come un sistema automatico congruo e chiuso per quanto si riferisce alla numerazione interna. In breve nell'interno di ogni distretto ogni linea di utente (comprendendo in esse le giunzioni settoriali) dovrà venire contraddistinta con un numero di più cifre, e comincerà con le cifre usate solitamente per la numerazione urbana, cioè tutte, tranne quelle riservate per le chiamate interdistrettuali e per i servizi speciali. Si è proposto dall'ASCOT lo *O* (dieci impulsi) come iniziale del prefisso generale interdistrettuale. È da fissare l'indicativo dei servizi speciali. Si è inoltre proposto di riservare alla numerazione distrettuale un massimo di 6-7 cifre. La distribuzione di tali cifre ed il numero massimo di esse per regolare la selezione all'interno di ogni distretto

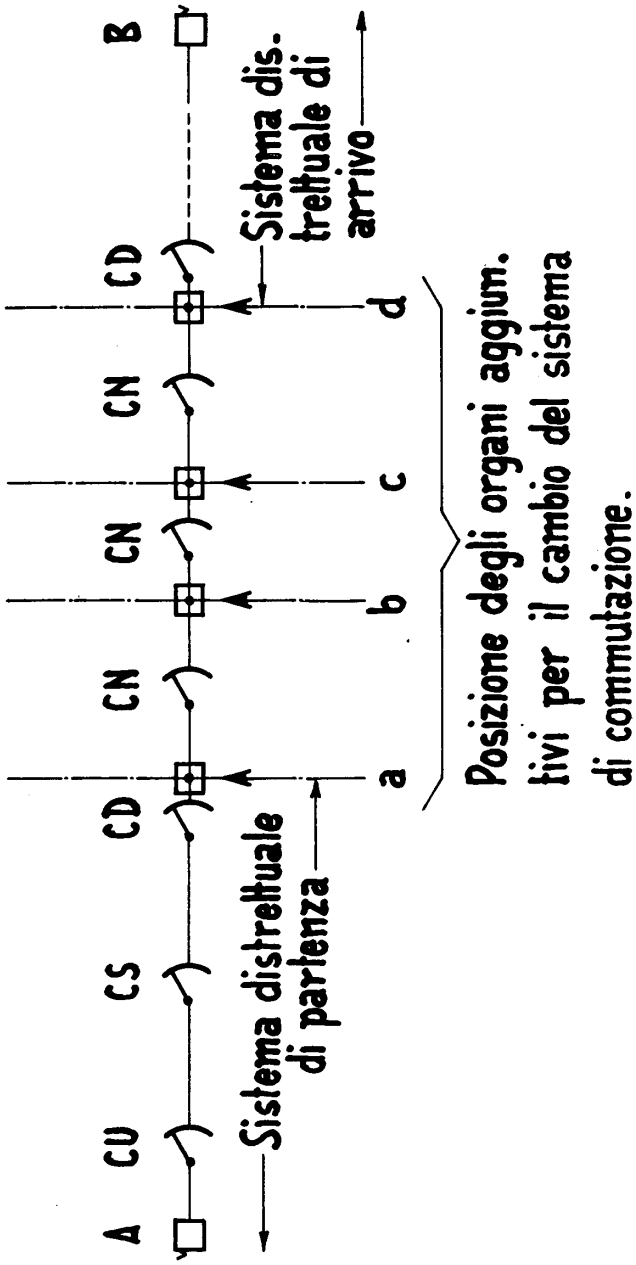


Fig. 780 – Esempio dei possibili casi di cambio del sistema di commutazione automatica lungo una catena interurbana.

è affare che dipende anche dal sistema automatico operante in esso. I sistemi passo a passo puri presentano una maggiore rigidità nella utilizzazione delle cifre, rispetto ai sistemi a registro o passo a passo con « director ». L'influenza di questa rigidità però, in pratica, si fa poco sentire in un assetto quasi assolutamente stellare quale quello che siamo venuti descrivendo, in base a tutt'altre considerazioni, nella prima parte. Il registro nell'interno distrettuale può dare agilità nella distribuzione delle numerazioni, assai conveniente quando siano molti i centri settoriali ed urbani, e cospicui i volumi di traffico (con il vantaggio, quindi, di poter dimensionare questi ultimi facendo ricorso alle vie deviate per il deflusso del traffico di punta). Anche i passopassisti, peraltro, hanno sviluppato metodi abbastanza semplici per l'uso delle vie deviate (ripetitori di impulsi con selettori a scambi e director).

Comunque venga effettuata la selezione entro i distretti, i singoli settori, le singole reti urbane e le linee di utente in ciascuna di esse saranno contraddistinte mediante un numero di quattro, cinque, sei (raramente sette) cifre, caratteristico ed unico tanto per la selezione entro le reti urbane quanto per le chiamate provenienti da altro utente del distretto.

Per la chiamata interdistrettuale le cose non sono ancora così chiare, ed esistono varie possibilità.

Per realizzare la numerazione nazionale occorre dare un numero caratteristico ad ogni distretto (indicativo distrettuale). Ciò può però farsi almeno in due modi:

Modo 1° – Si possono considerare tutti i distretti come entità del tutto equivavalenti ed assegnare a ciascuno un indicativo a priori, tenendo presenti due sole cose: che la prima cifra deve essere lo « zero » (perchè altrimenti si invade il campo distrettuale), e che le cifre successive devono essere tante da permettere l'individuazione di tutti i distretti, con un certo margine per tener conto degli eventuali aumenti nel numero dei distretti, con l'elevazione di settori al rango di distretti, da prevedersi come conseguenza dell'incremento della densità telefonica. Gli studi dell'ASCOT hanno portato a fissare inizialmente in circa 186 il numero dei distretti del Paese, onde occorrerebbero in generale tre cifre caratteristiche, oltre allo zero. Ne viene l'indicativo di forma $OXYZ$, eventualmente riducibile a OXY per i distretti di grande importanza, cui siano state assegnate 7 cifre per la numerazione interna. I numeri corrispondenti ad X, Y e Z possono essere assegnati quasi del tutto arbitrariamente. L'ASCOT, p. es. aveva proposto per X le cifre da 1 a 5, in ordine, per ciascuna delle cinque Concessionarie di zona.

Modo 2° - Si possono invece, classificare i distretti in ordine di importanza rispetto al traffico interdistrettuale da cui sono interessati, ed alla ubicazione. Si può, in altre parole, tener conto, anche nel proporre la numerazione dei distretti, della configurazione fondamentale proposta per la rete nazionale (fig. 770 e tabella di fig. 781). Osservando che i tre Centri Nazionali Primari sono anche sede dei più grossi agglomerati urbani e sono posti al centro dei gruppi di distretti a più alta densità di utenza, può tornare vantaggioso e pratico riservare ad essi un indicativo distrettuale di due sole cifre, cioè OX. In tal modo l'intero numero da selezionare, capitando i distretti a 7 cifre proprio in ciascuno dei CNP, non sarebbe mai superiore a 9 cifre (almeno per molti decenni ancora), e si ridurrebbe ad 8 (senza lo O) nel caso di chiamata dai posti celeri di operatrice, direttamente collegati alla rete nazionale.

I distretti che siano sede di CNS potranno avere un indicativo a tre cifre, della forma OXY. Questi distretti avranno, nella quasi generalità, indicativo urbano di 5 o

Centrale Celere del CN 001			Servizi Speciali 002 - 009		
CNP (distretto a 7 cifre)	CNS (distretto a 5-6 cifre)		CD dipendenti (a 5 cifre o meno)		Totale dei distretti
Milano 01			0111 + 9	0121 + 9	19
(013.... + 019....)	Torino	021	0221 + 9	0231 + 9	19
	Genova	024	0251 + 9	0261 + 9	19
	Bologna	027	0281 + 9	0291 + 9	19
	Verona	031	0321 + 9	0331 + 9	19
	Mestre	034	0351 + 9	0361 + 9	19
	Trieste	037	0381 + 9	0391 + 9	19
Roma 04			0411 + 9	0421 + 9	19
(043....+ 049....)	Pisa	051	0521 + 9	0531 + 9	19
	Firenze	054	0551 + 9	0561 + 9	19
	Ancona	057	0581 + 9	0591 + 9	19
	Pescara	061	0621 + 9	0631 + 9	19
	Sassari	064	0651 + 9	0661 + 9	19
	Cagliari	067	0681 + 9	0691 + 9	19
Napoli 07			0711 + 9	0721 + 9	19
(073....+ 079....)	Bari	081	0821 + 9	0831 + 9	19
	Potenza	084	0851 + 9	0861 + 9	19
	Catanzaro	087	0881 + 9	0891 + 9	19
	Reggio C	091	0921 + 9	0931 + 9	19
	Catania	094	0951 + 9	0961 - 9	19
	Palermo	097	0981 + 9	0991 + 9	19
			Totale generale distretti		399

Fig. 781 – Esempio di piano per la numerazione dei distretti.

6 cifre, onde anche stavolta, in teleselezione di abbonato generale, non si dovranno mai formare numeri di più di 8 raramente 9 cifre, ridotte rispettivamente a 7 od 8 per le operatrici dei posti celeri dei *CN*.

Infine, tutti gli altri distretti (collegati a ciascun *CNS* o *CNP*) avranno indicativo a 4 cifre *OXYZ* indicativo che può ridursi al solo *OYZ*, cioè a due cifre, se la teleselezione d'abbonato viene limitata all'ambito regionale. Infatti, come è mostrato nella nostra tabella esemplificativa, la scelta delle cifre si può fare in modo tale che la *X* sia uguale per tutti i distretti di una regione, onde, per il traffico teleselettivo interno può venire abolita e, come si è detto, il prefisso locale, per ogni regione, ridursi alla forma *OYZ*.

Sono evidenti, con questo metodo di numerazione, due cose: la prima, è una maggiore adattabilità ai sistemi « passo a passo », che possono essere portati in campo interurbano senza che sia necessario ricorrere, per pure ragioni di numerazione, ai ripetitori di impulso o directors, organi più o meno derivati dal registro. I quali organi, peraltro, potranno magari alla fine risultare necessari per altri motivi tecnici, ma essere di costruzione più semplice e limitati nel numero. La seconda una notevole economia di cifre nella numerazione, cosa sempre molto conveniente tanto dal punto di vista della rapidità e comodità di selezione, quanto della spesa di impianto e di esercizio.

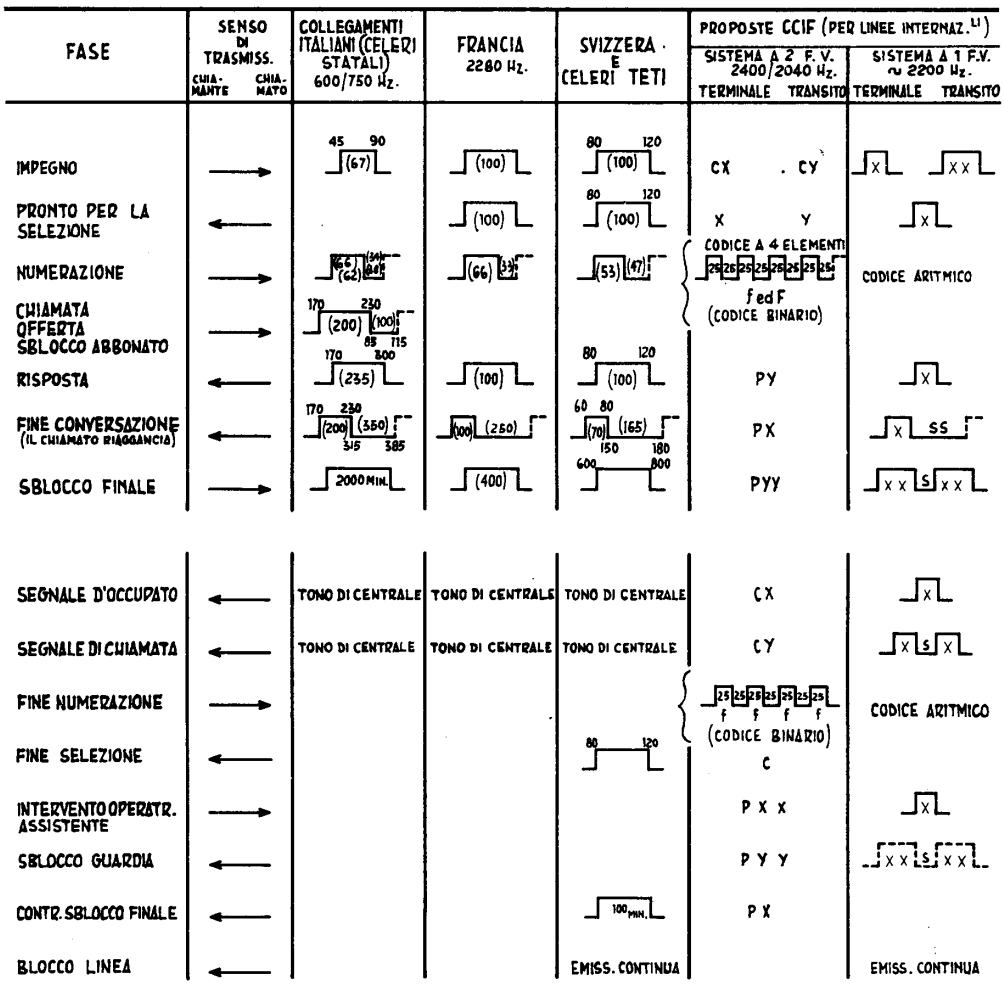
È anche evidente, però, una maggiore rigidità (forse solo teorica) nella struttura della rete, il cui sfruttamento, col piano di numerazione interdistrettuale a 4 cifre, è assai più elastico e si presta meglio, su reti aventi struttura di vecchia concezione, a mettere in luce i pregi dei sistemi « a registro » o simili. Ciò, beninteso, se si ha in mente la teleselezione nazionale fra abbonati, e si nutrono timori circa la convenienza di riorganizzare la rete. Se invece si propende per un sistema misto, teleselettivo regionale e nazionale semi-automatico, la numerazione del tipo di tabella a fig. 781 presenta indiscutibili vantaggi (1).

d) **Codice dei segnali.** — È questa un'altra non secondaria questione che è d'obbligo risolvere per ottenere l'interconnessione dei diversi sistemi di commutazione. Infatti ciascun sistema, nel proprio interno, ottiene il comando degli organi, da un centro all'altro, mediante serie di impulsi, di polarità, intensità, durata complessiva e numero prefissati. Anche il numero totale dei comandi, la direzione (in avanti o all'indietro), il tempo di invio rispetto al ciclo completo della selezione ed il singolo significato, variano da un sistema all'altro: gli organi di interconnessione fra sistemi, di cui si è già fatto cenno, sono appunto dei « traduttori » da un codice all'altro.

In proposito esiste già del materiale: la duplice lista per il servizio semiautomatico internazionale, proposta dal C.C.I.F. (vedi Libro Giallo 1949, tomo V); il Codice Siemens-Standard, da molti anni utilizzato nel servizio celere TETI e sostanzialmente simile a quello Svizzero; il codice Francese, e così via. La fig. 12, desunta da un prospetto elaborato dalla SIRTI, presenta un confronto fra alcuni di tali codici, e ne testimonia la grandissima disparità. Se si deve fare l'ipotesi di tutte le possibili interconnessioni il piano di intese va generalizzato a tutti i sistemi automatici esistenti nel Paese. In difetto di questo, chiunque progetti e metta in servizio organi automatici corre il rischio

---

(1) La « Commissione per lo studio di un Piano Regolatore Telefonico nazionale » nominata dal Ministro delle P.T.T., i cui lavori sono tuttora in corso, sembra essersi orientata verso un tipo di organizzazione del territorio e di numerazione molto vicino a quello da noi proposto (vedasi il Documento N° 5 del 20 gennaio 1952).



SISTEMI PROPOSTI DAL C.C.I.F.

SISTEMA A 2 F.V.			SISTEMA A 1 F.V.	
SEGNALI	DURATA SEGNALI ms.	TEMPO FUNZ. ms.	SEGNALI	DURATA SEGNALI ms.
C - SEGNALE BREVE ALLE 2 F.V. f.F.	40 · 60	20 · 30	X - SEGNALE BREVE	80 · 120
P - " LUNGO " " f.F.	120 · 200	>70	XX - " LUNGO	500 · 750
X - " BREVE ALLA F.V. f.	60 · 100	30 · 50	S - PAUSA BREVE	80 · 120
XX - " LUNGO " " f.	240 · 360	>140	SS - " LUNGA	250 · 350
Y - " BREVE " " F.	60 · 100	30 · 50		
YY - " LUNGO " " F.	240 · 360	>140		

f = 2040 Hz. ± 0.25% F = 2400 Hz. ± 0.25%
LIVELLO ASSOLUTO DI POTENZA IN UN PUNTO A LIVELLO RELATIVO ZERO:
-11 db ± db PER CIASCUNA FREQUENZA

Fig. 782 – Codici di segnalazione già usati o proposti. Tempi minimi massimi e medi in ms.

di dover prima o poi apportare modifiche, di entità oggi non valutabile, ma in ogni modo scomode e costose.

e) **Tipo degli impulsi.** — Ancora connessa alle precedenti è la questione del « tipo » di impulsi da usare lungo i circuiti interurbani. Tale questione è distinta ma non indipendente da quella del codice dei segnali; essa si pone, qualunque sia il codice da trasmettere e, come vedremo, è tutt'altro che secondaria.

Sulle giunzioni urbane, come è noto, i segnali si ottengono mediante interruzione dei fili di linea (con polarità positiva o negativa), e sono quindi segnali di c. continua. Tali segnali però non sono in grado di superare i traslatori di linea, onde occorre mutarne la natura quando nei fasci si hanno circuiti virtuali. Nell'ambito settoriale e distrettuale, e comunque laddove non si abbiano amplificatori lungo il circuito, si provvede a sostituire, ai contatti di terra o batteria del relè che trasmette i segnali, una connessione ad adatto generatore di corrente alternata a 50 pps: si hanno perciò in linea impulsi di c. a., di data lunghezza, costituiti da alcuni periodi di oscillazione a 50 pps. Essi traversano i traslatori e, all'estremità lontana, vengono o rettificati e portati ad agire su un relè polarizzato ricevente, o direttamente ricevuti da un relè a c. a.

I segnali a 50 pps, anche per l'esperienza realizzata da costruttori ed esercenti sugli organi trasmettitori e ricevitori segnali (detti anche essi genericamente « traslatori ») hanno dato ottima prova, con sicuro funzionamento e basso numero di errori di selezione, a condizione che non sia necessario ricorrere troppe volte, nella catena completa, alla ritrasmissione e rigenerazione degli impulsi. Purtroppo, invece, i 50 pps non possono traversare gli amplificatori (i quali tagliano le frequenze al disotto di 300 pps) ragione per cui devono « aggirarli » a mezzo di appositi organi di ritrasmissione; onde il comando a 50 pps non è consigliabile in generale per collegamenti uscenti dall'ambito regionale o, comunque, quando il collegamento da effettuare includa un cospicuo numero di amplificatori da scavalcare.

Si può notare che il problema del « tipo » degli impulsi è, in qualche modo, parallelo a quello del « guadagno » dei circuiti. Con l'allungarsi di un collegamento si impone la sua trasformazione da 2 a 4 fili: ciò, unitamente alla configurazione a stella, fa sì che la maggior parte dei collegamenti risulti, nell'ambito nazionale ed in molti casi nell'ambito regionale a formazione mista: 4 fili nella parte centrale con code a 2 fili alle estremità.

In modo del tutto analogo si può adottare, per la parte « centrale » dei collegamenti, un « tipo » di impulsi più idoneo alla trasmissione sulle lunghe distanze, riservando i 50 pps per le « code », nonchè alla selezione nei limitati ambiti regionali o distrettuali. Gli studi degli ultimi anni hanno condotto il C.C.I.F. (v. Libro Giallo 1949, tomo V, cap. 2-6) a suggerire una frequenza alquanto elevata, almeno dell'ordine di 2000 pps, e possibilmente compresa fra 2100 e 2300, ovvero l'insieme di due frequenze (p. es. 2040 e 2400) da usare in codice opportuno, per la trasmissione degli impulsi sulle linee internazionali, dove gli studi e le esperienze per il servizio semi-automatico sono da tempo in corso.

Il motivo che conduce a scegliere una o due frequenze relativamente elevate, e prossime al limite superiore effettivamente trasmesso è semplice: non solo il numero delle false chiamate si riduce enormemente fino a quasi sparire, al crescere della frequenza di segnalazione (il che semplifica i relativi ricetrasmettitori); ma anche la durata degli impulsi può essere diminuita a parità di esattezza, e quindi può essere aumentata la velocità di successione dei segnali. Di questo secondo vantaggio, naturalmente, possono fruire solo i sistemi di commutazione espressamente concepiti per poter realizzare

la selezione veloce (p. es. il cross-bar) e ne sono quindi esclusi in blocco i sistemi automatici funzionanti attualmente sulle reti urbane.

In campo nazionale occorre fare una scelta che potrà anche cadere su uno dei due suggerimenti del C.C.I.F.; ed è inutile indicare l'urgenza della decisione.

Conseguenza di tale scelta sarà la costruzione — da unificare in molti particolari qualunque debba essere la casa costruttrice — degli organi di ricetrasmissione di tali impulsi, e di accoppiamento tanto alle code a 50 pps quanto alle centrali locali a c. c.

C'è ancora una interessante osservazione prima di finire questo argomento. Abbiamo spesso accennato al fatto che la configurazione descritta si presta ad attuare la teleselezione integrale (cioè diretta da abbonato ad abbonato) entro qualsiasi ambito; ma si presta ugualmente bene — e soprattutto — per il servizio misto: semi-automatico sui circuiti primari facenti capo a Centri Nazionali, e teleselettivo di abbonato nell'ambito delle zone regionali facenti capo ai singoli *CN*. Ora, la teleselezione integrale è, per quello che si riferisce alla durata della selezione, schiava — per così dire — del disco di abbonato, il quale ha una sua propria velocità di funzionamento irriducibile (10 imp/sec). Nell'ambito servito in teleselezione di abbonato l'introduzione di sistemi veloci capaci di accorciare il tempo di selezione sarebbe, sotto questo aspetto, una inutile complicazione. Invece nel servizio semi-automatico si dànno in dotazione ai moderni tavoli senza cordoni tastiere rapide mediante le quali è possibile ridurre a pochi secondi il tempo totale di impostazione del numero desiderato, anche se costituito dal massimo di 10 cifre: pertanto se i circuiti facenti capo a centrali dotate di siffatti tavoli saranno equipaggiati con ricetrasmettitori di segnali a frequenza elevata, capaci di funzionare ad alta velocità, l'intero tempo di occupazione di essi potrà essere ridotto. Caratteristica tanto più conveniente se i circuiti siano i più lunghi ed i più costosi, cioè quelli della rete nazionale primaria. Naturalmente, il massimo sfruttamento dell'aumentata velocità di successione dei segnali sui circuiti primari si potrà ottenere, come già detto altrove, a patto che le centrali tandem dei *CN*, nonchè i treni di selezione interurbana nelle centrali urbane dei medesimi *CN* (che sono anche le maggiori sorgenti del traffico a lunga distanza) ed eventualmente dei *CD*, vengano a loro volta costruiti con un sistema di commutazione rapida, capace di operare con velocità di selezione corrispondente all'aumentata velocità di successione dei segnali. Ciò che ci riporta ancora una volta sulla scelta del sistema di commutazione per i centri interurbani.

C) CONTEGGIO ED ADDEBITO DELLE COMUNICAZIONI

È evidente anche al profano che il sistema di tariffe vigente oggi in Italia non è il più idoneo per il servizio automatico integrale. Entrato in vigore quando gli impianti erano ancora quasi totalmente manuali, il nostro sistema tariffario è rimasto pressochè nella sua forma arcaica; esso tassa le conversazioni nell'ambito urbano con un canone trimestrale forfettario variabile secondo l'importanza della rete e la categoria (privato, commerciante, ecc.) alla quale appartiene l'utente; e le conversazioni interurbane una per una, in base alla lunghezza fisica (in km) del circuito impegnato fra le due centrali terminali (ridotta ad un certo numero di gradini) nonchè alla durata, anche essa ridotta ad unità minime indivisibili di 3 minuti primi.

Una certa correzione all'uso libero forfettario della rete urbana si è apportata introducendo nel 1945 nelle grandi reti — sotto la spinta della inadeguatezza degli impianti risultata dalla guerra — una tariffa mista, con canone fisso proporzionato ad un certo

numero minimo di conversazioni ed addebito ulteriore di ognuna delle conversazioni « di supero ».

In campo interurbano, invece, le cose sono rimaste esattamente quali erano alle origini e non si è neppure introdotta (come ovunque all'estero) la determinazione della distanza di tassazione in linea d'aria. Ostacolo a ciò è stata la promiscuità del servizio sociale-statale, che impone oltre tutto costosi conteggi di ripartizione in funzione dei tronchi di diversa proprietà concorrenti a formare un determinato collegamento.

Ad onta di ciò, tutte le centrali automatiche, via via sorte, sono state per ragioni tecniche (statistiche ed osservazioni sul traffico) dotate di contatori di conversazione associati ad ogni attacco di abbonato, dai quali è possibile, con mezzi semplici e con la massima sicurezza e garanzia, rilevare il numero delle conversazioni (scatti di contatore) effettuato in partenza da ogni utente.

Nessuna difficoltà di carattere tecnico esiste pertanto alla introduzione di una tariffa urbana a « conteggio integrale » delle conversazioni, formata di un canone minimo fisso per il noleggio del raccordo di utente, e di un addebito variabile pari al prodotto del numero letto periodicamente al contatore per il prezzo base di ogni conversazione urbana.

Con questa necessaria premessa, anche l'addebito delle comunicazioni teleselettive può essere facilmente ed economicamente effettuato comulativamente a quello delle conversazioni urbane, mediante la lettura periodica del contatore di abbonato. Ciò a due condizioni:

a) che si rinunci alla distinzione — tanto da parte dell'esercente quanto da quella dell'utente — della quota dovuta per il servizio urbano da quella dovuta per conversazioni interurbane teleselettive, in quanto l'unico contatore è solo in grado di dare la somma degli impulsi totali di conteggio;

b) che la scala dei prezzi per ogni conversazione teleselettiva sia stabilita, per le distanze diverse, come una serie di multipli esatti (tasse ed altri oneri compresi) del prezzo fissato per la conversazione urbana.

La lunga esperienza realizzata sia all'estero che in alcune zone del nostro Paese di un siffatto sistema (denominato « conteggio multiplo a tempo e zona ») garantisce della bontà e convenienza di esso. Ciò che si dovrà stabilire, e senza molti indugi, è il modo di applicare il sistema e l'ambito entro cui valersene. In proposito si possono prospettare alcune varianti che illustriamo brevemente.

Il sistema di partenza, ricalcato sul sistema tariffario vigente in regime manuale, consiste nel prendere i centri di settore come centri di partenza della tassazione interurbana. La centrale interurbana automatica *CS* di tali centri è provvista di organi (i contatori di tempo e zone, C.T.Z.) uno dei quali viene impegnato da un qualsiasi utente del settore al momento in cui, avendo formato la prima cifra del prefisso interurbano, egli accede alla centrale stessa. Il C.T.Z. registra le cifre che l'utente trasmette successivamente allo *O* e caratteristiche del distretto e del settore di arrivo: ciò equivale a determinare la distanza fra settore richiedente e settore richiesto, e quindi il rapporto fisso tariffario prestabilito, per quella distanza e per l'unità di 3 minuti primi, fra tariffa interurbana e tariffa urbana: in altre parole, il numero di scatti di contatore da effettuare ogni 3 minuti (interi o no) di conversazione su tale distanza. Gli impulsi di comando al contatore vengono inviati dal C.T.Z. tutti in gruppo, alla massima velocità consentita dalla sicurezza di funzionamento, a fine conversazione, o meglio e più modernamente, in singoli gruppi all'inizio di ogni unità di 3 minuti (il cosiddetto conteggio

« durante »). È chiaro che nel primo caso il C.T.Z., quando le tariffe interurbane siano alte rispetto a quella di base urbana, e per lunghe conversazioni e distanze notevoli, deve essere costruito in modo da accumulare e ritrasmettere un elevato e talora elevatissimo numero di impulsi. La complicazione dell'organo è minore quando gli impulsi vengono scaricati a gruppi durante ciascuna unità di 3 minuti.

Una ancor maggiore semplicità si realizza infine se, con un sistema introdotto per la prima volta in Germania dopo la guerra (zona Renano-Westfalica) e diffusosi anche in altri Paesi, si rinunci all'unità fissa ed indivisibile di 3 minuti, per passare al cosiddetto « conteggio a ritmo ». In questo sistema ogni centro di tassazione è dotato di un ritmatore, cioè di un organo cronometrico generatore di impulsi di conteggio. Come sempre, ad ogni impulso si attribuisce il valore base fissato per ogni conversazione urbana. Il C.T.Z., ridotto, come è intuitivo, alla minima espressione di individuatore della posizione relativa dei due utenti, una volta registrato il prefisso della località richiesta si limita a prelevare dal ritmatore gli impulsi con ritmo di successione più o meno rapido a seconda che la tariffa da applicare sia più o meno grande e ad inviarli al contatore d'abbonato durante e per tutta la durata della conversazione.

A parte ogni altro vantaggio, il sistema a ritmo permette di svincolarsi dalla unità minima ed indivisibile dei 3 minuti primi, poichè l'invio ritmico degli impulsi cessa al termine della conversazione, qualunque sia la posizione dell'istante finale rispetto al termine dei 3, 6, 9 minuti ecc.

Ciò permette di far pagare all'utente un prezzo sempre commisurato al tempo di effettivo uso del circuito, con una approssimazione tanto maggiore quanto più la conversazione è costosa, ed in ogni caso ben più grande di quella che si realizza assumendo come unità i 3 minuti.

In altri termini, la tariffa « a ritmo » consente di svincolarsi dall'unità minima indivisibile di 3 minuti, cioè dal primo dei concetti base della vecchia tariffa, creata per il servizio manuale quando i tempi di utilizzazione e la velocità di commutazione erano ben minori di quelli ottenibili con il servizio automatico.

Si tratta, come è evidente, di un bel passo avanti; ma per raggiungere il massimo della semplicità e quindi della convenienza tecnica in campo tariffario rimane ancora, a nostro giudizio, da trasferire in questo campo i concetti di assetto territoriale sviluppati nella prima parte, svincolandosi in pari tempo dal 2° concetto, anch'esso ormai anacronistico, delle vecchie tariffe, cioè la tassazione in proporzione più o meno rigorosa della lunghezza dei circuiti.

Nè il costo d'impianto, nè quello di esercizio sono, con i mezzi tecnici moderni, funzione lineare della lunghezza dei circuiti: la stessa comunicazione può avvenire su collegamento di specie, qualità e costo estremamente differenti; un collegamento ottenuto con la giunzione di alcuni circuiti brevi, appartenenti a piccoli fasci, può costare molto di più di un lungo circuito appartenente ad un grosso fascio di alte frequenze; e così via. Se mai, comunque, il concetto della lunghezza può ancora logicamente farsi intervenire sui collegamenti interessanti circuiti della rete primaria, che, in un paese come il nostro, possono divenire estremamente lunghi.

Dal punto di vista strettamente tecnico il sistema da adottare per le tariffe in teleselezione dovrebbe ricalcare l'organizzazione della rete interurbana, così come la siamo venuta descrivendo in questa nota.

La logica, l'equità e l'imperativo della semplicità, tanto nella costruzione degli impianti quanto nella organizzazione amministrativa, suggeriscono il metodo che qui sotto esponiamo per la determinazione dei diversi « gradini » tariffari, almeno fino al piano della rete regionale (tengasi sott'occhio la fig. 783 e la fig. 770):

a) conversazioni entro la rete urbana (piano 1°): lire X per ogni scatto di contatore, senza limite di tempo;

b) conversazioni entro la rete settoriale (piano 2°): lire X per ogni scatto di contatore da operarsi ogni S sec;

c) conversazioni che interessano la rete distrettuale (piano 3°): lire X per ogni scatto di contatore da operarsi ogni $\frac{S}{D}$ sec (con $D > 1$);

d) conversazioni che interessano la rete regionale (piano 4°): lire X per ogni scatto di contatore da operarsi ogni $\frac{S}{R}$ sec (con $R > D > 1$).

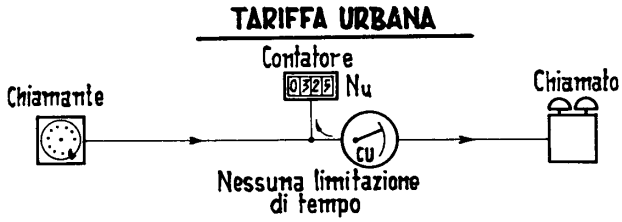
Forse non sarà difficile trovare un consenso più o meno unanime fino a questo punto, data la enorme semplificazione ed i palesi vantaggi del sistema ai fini della diffusione del servizio interurbano e tenuta presente la relativa uniforme limitatezza di dimensioni, e quindi di sviluppo nei collegamenti regionali, dimostrata dai grafici della fig. 772, che sono tutti nella medesima scala.

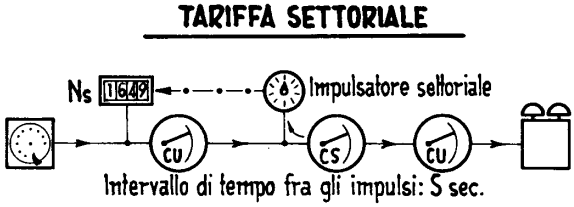
Dove la perplessità e le possibilità di soluzione si faranno maggiori è per i collegamenti che interessano la rete nazionale (piano 5°). Qui la differenza nella lunghezza dei diversi circuiti allaccianti direttamente o per transito i centri nazionali (i quali saranno, d'altra parte, tutti di alta qualità) non potrà venire trascurata, onde la necessità di introdurre alcuni gradini tariffari (due o tre almeno) soprastanti ai quattro precedenti. Inoltre rimane da rispondere al seguente importante quesito, già sfiorato altrove nella presente nota:

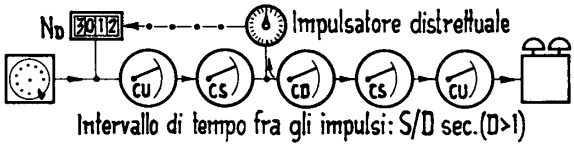
È conveniente andare oltre un certo ambito nel dare libera disponibilità di commutazione interurbana all'utente? O non conviene arrestarsi all'ambito regionale, riservando ai circuiti nazionali un servizio semiautomatico, conveniente per il pubblico e per l'esercente quanto la teleselezione (e forse più)? Infatti, lasciando da parte le pur importantissime considerazioni sul numero delle false chiamate e sulla lentezza della selezione interurbana se effettuate col disco di abbonato, si deve tener presente che con questo sistema gli addebiti all'utenza si svolgerebbero così (fig. 784):

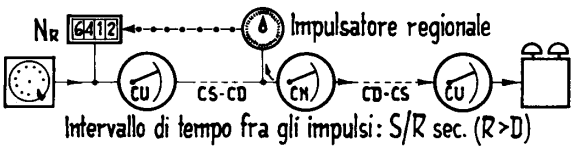
Per il traffico teleselettivo regionale: comunicazioni accertate cumulativamente a quelle urbane per lettura di contatore, e quindi addebito unico periodico. Per il traffico semiautomatico nazionale: parte 1ª, traffico di prenotazione, avente le identiche caratteristiche del precedente, e quindi cumulato con esso nell'addebito periodico effettuato per lettura di contatore; parte 2ª, comunicazioni accertate per cartellino (e quindi individuabili una per una), interessanti traffico svolto attraverso la rete nazionale. Come appare evidente dal secondo grafico della fig. 784 (fase della conversazione) un collegamento interessante la rete nazionale presenta due « code » regionali, che vengono automaticamente impegnate dall'operatrice dal posto celere. Per il rilievo del traffico su tali code basterà munire le linee di giunzione entranti, fra le centrali dei *CN* e la rete regionale, di contatori individuali, cioè considerare rispetto alla rete regionale tali giunzioni come altrettante linee di utente. La lettura cumulativa di tali contatori rappresenterà l'indice su cui calcolare eventuali impegni economici fra i diversi esercenti della rete nazionale e delle reti regionali, senza che sia necessaria la costosissima organizzazione amministrativa oggi in atto (il famoso modello A).

Circa la compilazione del cartellino, possono essere mosse serie obiezioni al mantenimento di un forte numero di operatrici nelle centrali celeri interurbane, dei centri









ADDEBITO ALL'UTENTE:

$$£ = X_{\text{Prezzo unitario base}} (N_u + N_S + N_D + N_R)_{\text{Lettura periodica del contatore}} + A_{\text{Canone fisso di noleggio}}$$

Fig. 783 – Metodo per il conteggio ritmico e l'addebito delle comunicazioni nella teleselezione regionale.

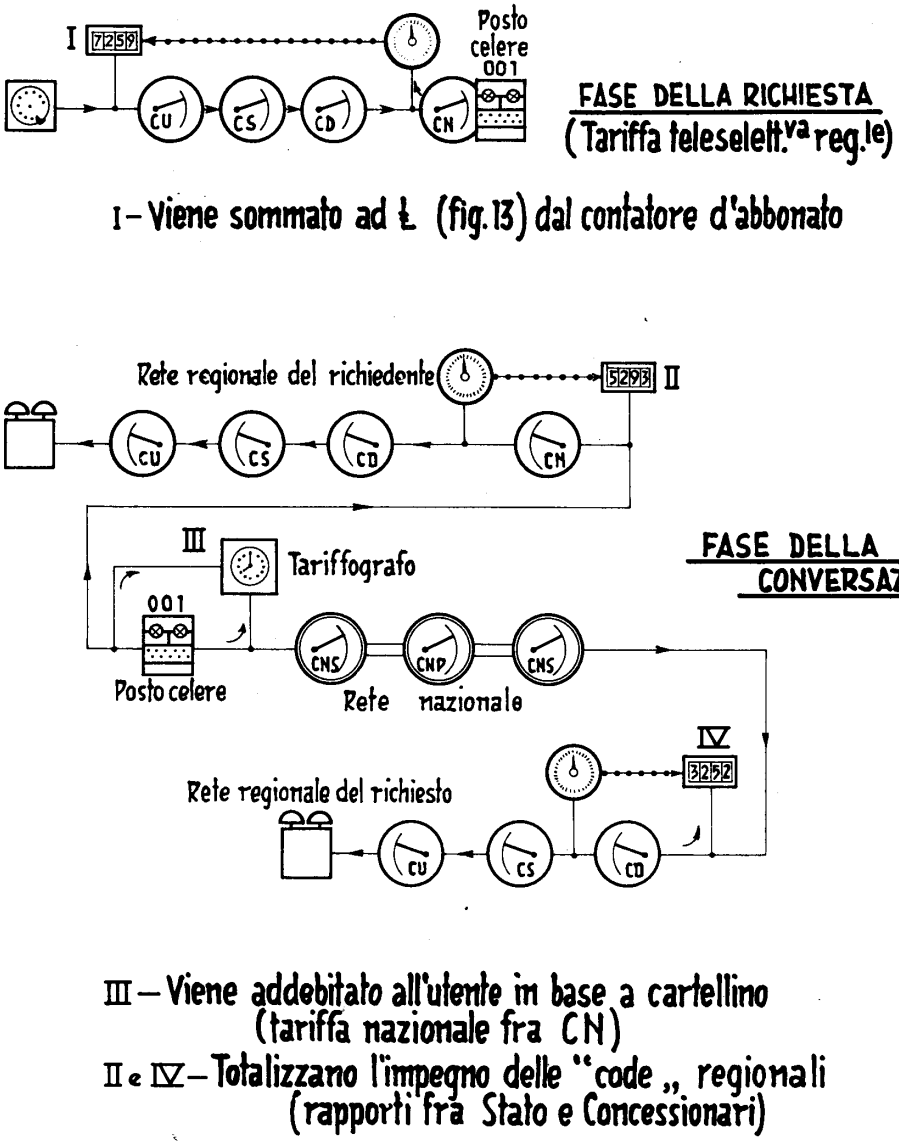


Fig. 784 - Metodo per l'addebito delle comunicazioni nel servizio celere semiautomatico nazionale.

nazionali. E ciò sembra dare un punto a favore dei fautori della teleselezione nazionale di abbonato e della introduzione del cosiddetto « tariffografo » o compilatore automatico dei cartellini interurbani.

Se però si esamina bene la faccenda in generale l'introduzione del tariffografo è costosissima non tanto in sè e per sè, quanto per gli organi ausiliari di centrale, soprattutto quelli necessari all'individuazione e controllo del numero chiamante occorrenti, appunto, solo in teleselezione di abbonato. Invece il tariffografo può dare un notevole ausilio per lo snellimento del servizio proprio nelle centrali celeri nazionali dove consentirà di eliminare ogni registrazione manuale da parte dell'operatrice, ridotta alla *sola* funzione di usare una tastiera. Inoltre al principio di non dare in generale la disponibilità diretta dei circuiti nazionali all'utenza, potrebbe farsi eccezione nei confronti di quegli utenti speciali che dispongono di un impianto interno con posto di operatrice. Dotando questi posti delle tastiere per il comando della commutazione rapida interurbana e dotando le relative giunzioni di tariffografo, si alleggerirebbero le centrali interurbane nazionali di tutto il traffico (che generalmente è una forte aliquota del totale) originato dagli utenti speciali. Con ciò il tariffografo diventa un dispositivo individuale di linea ed il suo costo del tutto tollerabile, non esistendo più la necessità degli organi ausiliari prima menzionati.

INDICE ANALITICO

A

Abbonato (Linee di), 319.
Accessori degli armamenti, 411.
Accetta, 523.
Acciaio zincato, 363.
Accoppiamento elettromagnetico tra i fili di due coppie, 457.
— elettrostatico tra i fili di due coppie, 459.
— (Fattore di), 642.
Adattamento amplificatore-linea, 757.
— dell'amplificatore alla caratteristica attenuazione-frequenza della linea, 697.
— delle impedenze, 461.
— delle impedenze a mezzo di traslatori, 665 e segg.
— delle impedenze fra quadripoli, 578.
Addebito comunicazioni, 903.
Aggiratore d'amplificatore Stipel, 744.
Albero sganciaspazzole (selettore Standard), 211.
Alburno dei pali di legno, 373.
Aldrey (Conduttori di), 363.
Alimentazione di abbonato, 173.
— in tampone, 126.
— in tampone parziale, 127.
— in tampone totale, 127.
Allarmi, 734.
Alluminio (Lega di), 363.
« Alpeth », 859.
Altezza di un suono semplice, 6.
Ammarraggi per tirante a palo, 532.
Amperometri differenziali, 127.
Ampiezza di un suono semplice, 5.
— (Distorsione di), 598, 757.
— (Distorsione di — di un amplificatore), 757.
— (Distorsione di — di un traslatore), 672.
Amplificatore a controreazione, 828.
— (Adattamento dell' — alla linea), 757.
— a 2 fili (Montaggio dell'), 705.
Amplificatore a 2 fili (Punto di fischio dell'), 718.
— a 2 fili (Teoria dell'), 716.
— a 4 fili, 722.
— (Curva di guadagno di un), 757.
— degli impulsi di chiamata nei sistemi a 5 canali singoli per la banda 50÷150 kKz, 839.
— di bassa frequenza di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 831.
— di gruppo a controreazione per un sistema a 12 canali su cavi, 848.
— di gruppo di un sistema a 3 canali per frequenza fino a 30 kHz, 827.
— (Distorsione di non linearità di un), 758.
— (Equivalente dell'), 693.
— in classe A (Triodo), 687.
— innescato, 718.
— (Innesco delle oscillazioni di un), 757.
— in trasmissione di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 835.
— modulatore di un sistema a 5 canali singoli per la frequenza 50÷150 kHz, 839.
— Siemens a 2 fili, 738.
— Siemens a 4 fili, 742.
— Standard a 2 fili, 741.
— Standard a 4 fili, 743.
— Stipel (A. E. T.) a 2 fili, 742.
— (Stabilità di un), 757.
— sui cordoni, 747.
— telefonico (Elementi che costituiscono un), 663-702.
Amplificatori (Diafonia tra), 757.
— (Prescrizioni per gli), 755.
Amplificazione di tensione, 688.
— di tensione in classe A, 664.
— (Fattore di), 685.
— (Sezione di), 719.
— telefonica (Duplice compito della), 664.
Analisi armonica di una grandezza modulata in ampiezza, 807.

Analisi armonica di un suono complesso, 7.
Àncora ad elica per tiranti a palo, 534.
Angolari a muro per mensole, 385 e segg.
— per traverse, 397.
Anodica (Caratteristica), 682.
— (Corrente), 682.
Anodo, 682.
Antisonanza per il ramo in derivazione di un filtro P. BD. a *K* costante (Frequenza di), 786.
Apparecchi abilitati, 288.
— a B. C. (schemi degli), 56-59.
— a B. C. A. (Schemi degli), 64.
— a B. L. (Schemi degli), 48-56.
— telefonici (Classificazione degli), 47.
Apparecchiatura Stipel per la ricerca automatica di amplificatore libero, 749.
Apparecchiature di trasmissione, 861.
Apparecchio a B. L. (Schema elementare dell'), 37-39.
— a circuiti in derivazione, 48.
— a circuiti in serie, 48.
— d'operatrice, 86.
— per la misura degli sbilanci di capacità, 641.
— per misure di trasmissione (T.M.S.), 754.
Arco dei terminali (cercatore Standard), 210.
Arcolaio per lo svolgimento dei conduttori, 541.
Armadi di distribuzione, 296, 300, 309 e segg.
— Ericsson, 313.
— Siemens, 313.
— Siet, 311.
— Western, 313.
Armamento a bandiera, 398.
— (Schemi di), 416.
Armamenti, 397.
— per linee aeree, 540.
Armoniche di un suono, 7.
— parassite, 601.
Articolazione, 554.
Assicelle per tesatura fili in Aldrey; 541.
Assorbimento (Frequenza di), 495.
Aste di terra, 450.
Attacco a losanga, 415.
Attenuatore, 33.
— fisso a doppio T, 696.
Attenuazione composita, 572, CXI.
— (Costante di), 592.
— (Costante di — di una linea pupinizzata), 626.
— delle correnti d'eco, CXIII.
— di diafonia, 464.
Attenuazione di distorsione armonica, 601.
— di equilibramento, 714.
— (o guadagno) di inserzione, CXI.
— di inserzione, 572.
— di inserzione del traslatore differenziale, 707.
— di riflessione, 577, 668.
— di una cellula *m*-derivata per diversi valori di *m* (Curva di), 792.
— (Eguagliatore di), 697.
— (Eguagliatori di), 599.
— (Misure di), 755.
— teorica di una cellula filtrante in funzione della frequenza (Determinazione della curva di), 799.
— totale fra coppie di morsetti opposti del traslatore differenziale, 716.
— (o guadagno) di trasduzione, CXI.
Attesa in blocco, 271.
Attivazione di una linea aerea, 549.
Attrezzi per i lavori di linea, 523.
Attuazione teleselezione nazionale, 878.
Avvolgimenti smorzatori, 141.
Audiogramma normale, 13.
Autocommutatore, 271.

B

Badile, 523.
Balestra di rinforzo (Legatura con), 544.
Banco dei contatti, 130.
Banda delle frequenze effettivamente trasmesse (Definizione della), 697.
— delle frequenze effettivamente trasmesse (Larghezza della), 724.
— di frequenze telefoniche, 555.
— di una apparecchiatura a 5 canali (Invertitore di), 822.
— effettivamente trasmessa, 599.
— inferiore di modulazione, 811.
— superiore di modulazione, 811.
Bande di frequenza effettivamente trasmesse, XCI.
Bandiera (Armamento a), 398.
Baria (unità di pressione acustica), 30.
Batimetro, CXXIV.
Batterie di alimentazione (par apparecchi a B. L.), 45.
Battimenti, 596.
— e modulazione (Confronto tra i due fenomeni di), 811.
— (Fenomeno dei), 811.
Bel, CVIII.
BELL, 15.

BETHELL (Sistema — a impregnazione totale del legno), 381.
Bicloruro di mercurio, 380.
Bicoppia aerea, 558.
— DIESELHORST-MARTIN (D. M.), 558.
— in cavo, 635.
Bicoppie separatrici, 637.
Bicordo Kellog, 105.
— Thomson-Houston, 107.
— Western, 104.
Bilanciamento col metodo Standard, 649.
— col metodo tedesco, 652.
— dei cavi interurbani, 640.
— (Sezione di), 640.
Binatura, 635.
Bitume per cavi in cassetta, 336.
Blocco, 271.
— assoluto, 279.
— (Prova e), 169.
— relativo, 279.
Bobina di induzione, 39.
— ibrida, 703.
Bobine pupin, 618.
— pupin (Prescrizioni per le), 632.
— termiche, 433.
Borchia, 58.
BOUCHERIE (Sistema — di impregnazione del legno a pressione), 381.
Briccola reggipalo per linee in laguna, 531.
Britannia (Giunto), 544.
Bronzo telefonico, 361.
BRUNELLI (Regola — per le rotazioni dei fili), 479.
Bullone per traversa, 399, 540.
Bussola (o foro calibrato), 636.

C

Calcio (di un palo), 377.
Calcografo, 116.
Calcolo degli organi in una centrale Ericsson, 259.
— degli organi in una centrale Siemens, 256.
Camerette, 300.
— sotterranee, 325.
— sotterranee a 2 o più diramazioni, 330.
— sotterranee d'angolo, 329.
— sotterranee di passaggio, 329.
Campata, 498.
— o tesata, 300.
— con appoggi a livello, 498.
— con appoggi in dislivello, 502.
CAMPBELL, 762.
— (Formula di), 625.
Campione di riferimento S. E. T. A. C., 31.
— » » S. E. T. E. M., 31.
Campioni di lavoro, 31.
— primari, 31.
Campo delle frequenze interessanti la trasmissione, 554.
— delle prese, 92.
Canali di telefonia multipla in a. f., 759.
Capacità, 579, 583.
— (Apparecchio per la misura degli sbilanci di), 641.
— (Curva di reattanza di una), 794..
— dei circuiti aerei, 586.
— dei circuiti in cavo, 586.
— effettiva, 583.
— mutua in una bicoppia, 585.
— mutua in una coppia, 585.
— mutua (effettiva) di una coppia in cavo, 638.
— verso terra, 583.
Cappelletti di protezione per colonne montanti, 347.
— per paline, 384.
Capsule (microfoniche, telefoniche), 20 e segg.
Caratteristica anodica, 682.
— dinamica di un triodo, 690.
— mutua, 683.
Caratteristiche di funzionamento dei relè, 138
— dinamiche del triodo, 685.
— statiche del triodo, 685.
Carboni saldati (Scaricatori a), 431.
Carbonizzazione (di pali in legno), 379.
Carica artificiale dei circuiti (Principio della), 615.
— induttiva, 613-633.
— per circuiti musicali (Tipi di), 655.
— pupin (Valore della), 627.
— spaziale, 681.
Carico (Massima erogazione di potenza sul), 688.
Carie del legno, 376.
Carrello portaspazzole (del settore Standard), 211.
Carrucole per tesatura fili in Aldrey, 541.
CARSON, 762.
Cartellino (Indicatore a), 79.
Cassetta di distribuzione, 300, 315.
— duplex, 269.
— 2 RV, 455.
Cassette di cemento, 335.
— di eternit, 335.
— di ferro, 333.
— di livello (o protettori), 440.
— Panara, 333.

Cassette terminali, 737.
— varie, 335.
Catena di quadripoli, 573.
— di quadripoli chiusi sulla impedenza iterativa, 574.
— di quadripoli chiusi sulle impedenze immagini, 573.
— di quadripoli qualsiasi, 575.
— di quadripoli simmetrici, 575.
— di quadripoli simmetrici aventi impedenza reale e uguale a 600 ohm, 575.
Catenaria (Equazione della), 499.
Catodo, 681.
CAUER, 762.
Cause di deterioramento delle reti, 354.
Cavi a bicoppie per a. f., 654.
— appoggiati a cornicioni, 343.
— armati, 309.
— armati su letto di sabbia, 331.
— con circuiti portanti alte frequenze, 654, 661.
— (Fabbricazione dei), 635.
— flessibili per centrali, LXXVI.
— graffettati, 342.
— iutati, 309.
— in cassetta e bitume, 332.
— interrati (in trincea), 330.
— interurbani (Bilanciamento e giunzione dei), 640.
— interurbani (Posa dei), 640.
— in tubazione, 322.
— PATTERSON, 305, LVI-LXXIII.
— PATTERSON ad una carta, 305.
— posati in cunicoli, 321.
— posati su fune, 337.
— principali, 300, 305.
— (Ripartitore dei), 733.
— « Rotterdam », LXXIV.
— secondari, 300, 305.
— sottopiombo, 305.
— speciali per alte frequenze, 657.
— telefonici sottomarini, 616.
— telegrafici krarupizzati, 616.
— tessili per impianti interni, LXXV.
— urbani (Caratteristiche dei), 305.
Cavo coassiale, 657.
— coassiale (Costanti primarie del), 658.
— coassiale (Costanti secondarie del), 658.
— coassiale (Teoria del), 657.
— interurbano (Impianto di un), 633.
Cellula a ponte, 763.
— a traliccio, 763.
— a X, 763.
Cellula di filtro a scala (Verifica delle proprietà filtranti di una), 792.
— di filtro E. BD. a K costante (Calcolo d'una), 787.
— di filtro P.A. a *K* costante (Calcolo d'una), 781.
— di filtro P. B. a *K* costante (Calcolo d'una), 778.
— di filtro P. BD. a *K* costante (Calcolo d'una), 784.
— di forma canonica, 763
— E. BD. (Curva di reattanza di una), 797.
— P. A. (Curva di reattanza di una), 797.
— P. B. (Curva di reattanza di una), 797.
— P. BD. (Curva di reattanza di una), 797.
— terminale P. A. di tipo *m*-derivato, 791.
— terminale P. B. di tipo *m*-derivato, 790.
Cellule terminali *m*-derivate, 789.
Centrale a lampadine, 94.
— automatica a 10 linee (Esempio di),150.
— celere a b. c., 107.
— Western a b. c., 104.
— (Cavi flessibili per), LXXVI.
— interurbane, 111-120.
— interurbane (Classificazione delle), 74.
— interurbane (Schemi delle), 118.
— manuali, 75.
— principali, 235.
Centralini automatici, 288.
— a servizio universale, 263.
— manuali, 285.
Centralino semiautomatico, 288.
— Standard a b. l., 87.
— universale, 288.
Centri primari, 874.
— secondari, 874.
Centro nazionale, 874.
Cercatore di chiamata, 154, 197.
— primario, 219.
— secondario, 221.
— Standard, 210.
Chiamata a frequenza bassa, 743.
— a frequenza vocale, 743.
— automatica, 172.
— (Convertitori di), 734.
— (Dispositivi di — nei sistemi a 5 canali singoli per la banda 50÷150 kHz), 839.
— (Dispositivo di — di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz), 833.
— (Dispositivo di — di un sistema a 3 canali singoli per la banda fino a 30 kHz), 836.
— interna, 271.
— (Prima), 172.

Chiamata (Traslatore di — Standard), 744.
— (Trasmissione della — sui circuiti amplificati), 743.
Chiave di conversazione, 81.
— di richiamata, 87.
— di trasferta o di consenso multiplo, 115.
Cintura di sicurezza, 523.
Cipollatura del legno, 374.
Circuiti a due fili (Condizioni di trasmissione nei), 719.
— a due fili (Portata dei), 719.
— aerei interurbani, 557.
— fantasma, 452.
— in cavo interurbani, 557.
— in diagonale, 422.
— in piano, 422.
— musicali (Tipi di carica per), 655.
— pupinizzati (Teoria dei), 621.
— pupinizzati (Trasmissione), LXXVII-LXXXII.
— ruotanti in quadrato, 487.
— virtuali, 451.
Circuito a due fili (Stabilità di un), 721.
— antirisonante (Curva di reattanza di un), 794.
— a quattro fili, 723.
— ausiliario dei cercatori, 156.
— dei cordoni, 77.
— del cordone interurbano, 118.
— della linea chiamante, 76.
— di fine conversazione, 77.
— di linea a b. c. multiplo, 104.
— di linea di servizio, 119.
— di linea interurbana, 118.
— di notte, 271.
— di un bicordo Fuld, 287.
— di un monocordo Fuld, 287.
— equivalente al traslatore d'entrata di un amplificatore, 674.
— equivalente a una linea indefinitamente lunga, 581.
— equivalente a un conduttore indefinitamente lungo, 581.
— indotto, 457.
— inducente, 457.
— risonante (Curva di reattanza di un), 794.
Classe di un filtro, 768.
— A (Triodo amplificatore in), 687.
Classificazione degli apparecchi telefonici, 47.
— delle centrali interurbane, 74.
— delle linee interurbane, 73.
Coassiale (Cavo), 657.
Cobra (Metodo di impregnazione del legno), 382.
Codice segnali, 900.
Coefficiente di adattamento, CXII.
— di equilibramento, CXII.
— di non linearità, 601.
— di regolarità, CXII.
— di riflessione, 577, 661, CXII.
— di risonanza di un circuito oscillante, 678.
Collare a muro per paline, 384.
— a staffa per colonne montanti, 344.
— da palo per tiranti, 532.
— per traverse da paline, 405.
Collaudo di una linea aerea, 551.
Collegamenti telefonici (Ponti radio per), 862.
Collegamento automatico linea chiamante e chiamata, 170.
Colonne montanti, 343.
— (o montanti) del permutatore, 302.
— montanti smontabili, 347.
Colore delle coppie in cavo, 636.
Commutatore a relè con dispositivo di chiamata, 267.
— a relè Ericsson, 201.
— manuale (Organi elementari del), 77 e segg.
— multiplo, 91.
— semplice, 91.
— semplice a chiave, 266.
— semplice a relè, 266.
— sequenziale di inversione, 219, 221.
— sequenziale di Ericsson, 220.
— sequenziale di rotazione, 219, 221.
— sequenziale (o combinatore) Standard, 215.
Commutatori a 2 o 4 fili, 889.
Commutazione automatica (Cenni storici sulla), 129.
— (Sistemi di), 895.
— (Sistemi moderni di), 855-857.
— automatica (Generalità sulla), 129, 135.
— automatica (Principio fondamentale della), 130.
— operata da un selettore, 167.
Compensatori di fase, 732.
Compensazione (Sezioni di), 469.
Compressioni dell'aria in un'onda sonora, 3.
Concentrazione, 582.
— del traffico, 242.
Condensatore differenziale, 642.
Condizione di HEAVISIDE, 607.
Condizioni di annullamento della diafonia, 471.
Conduttanza mutua di una pezzatura di cavo, 639.
— mutua di un triodo, 685.
Conduttore indefinitamente lungo, 579.

Conduttori aerei, LIII.
— aerei rivestiti per attraversamenti, LIV.
— bimetallici, 365.
— (Calcolo della stabilità dei), 497.
— (Giunzione dei), 544.
— isolati, 365.
— per linee aeree (Requisiti dei), 361.
— (Tesatura e fissaggio dei), 541.
Configurazione generale della rete interurbana italiana, 869.
Connettori, 197.
Consonanti, 9.
Consuntivo lavori di costruzione di linee aeree, 551.
Contatto di lavoro, 137.
— di riposo, 137.
— di rotazione, 150.
— di scambio, 137.
— di testa, 150.
Conteggio comunicazioni, 903.
Continuità dei conduttori (Prove di), 751.
Controllo dello stato di carica della batteria di centrale, 126.
Contropali (Messa in opera dei), 540.
— (Stabilità dei), 516.
Controreazione (Amplificatore a), 828.
Controventi per paline, 384.
Conversione (Tabelle), XLIX.
— dei neper in decibel, XLVI.
Convertitore di chiamata Standard, 746.
Convertitori di chiamata, 734.
Coppia o doppino, 557.
— telefonica, 300.
Coppie di rete, 302.
— di scorta, 354.
— entranti (agli armadi), 298.
— morte di un cavo, 353.
— uscenti (dagli armadi), 298.
Corda catramata per montaggio isolatori, 541.
Cordatura del cavo, 636.
Corde vocali false, 9.
— vocali vere, 9.
— in bicoppie, 636.
Cordine in lega di alluminio, 363.
Cordoncino, C. T. V., 367.
Cordone, 81.
Cordoni (Amplificatori sui), 747.
Corrente anodica, 682.
— di griglia, 684.
— di reazione tra due amplificatori contigui, 720.
— di riflessione, 461.
— di saturazione, 682.
Correnti di FOUCAULT, 581.
Correttori di fase, 732.
Correzione della distorsione di fase, 731.
Corrosioni elettrolitiche, 354.
— elettrolitiche (Provvedimenti per evitare le), 357.
Costante di attenuazione, 592.
— dielettrica relativa, 584.
— di fase, 592.
— di lunghezza d'onda, 592.
— di perditanza, 639.
— di propagazione di una linea omogenea, 591.
— di propagazione (Proprietà della), 591.
— di velocità, 592.
Costanti caratteristiche del quadripolo, 559.
— distribuite (Linea a), 580.
— di trasduzione di un quadripolo, 566.
— di un circuito elettrico, XLVIII.
— primarie del cavo coassiale, 658.
— primarie di una linea omogenea, 581.
— secondarie del cavo coassiale, 658.
— secondarie di una linea omogenea, 589.
— secondarie di una linea pupinizzata, 625.
Costituzione delle linee interurbane, 557.
— reti urbane, 857.
Costruzione commutatori interurbani, 889.
— di linee aeree, 518-551.
— rete telefonica italiana, 869.
Creosoto, 380.
Crepolature dei pali di legno, 374.
Cristalli di quarzo (Filtri di banda a), 846.
Criteri di selezione delle bicoppie da giuntare, 647.
Cronoscopio, 116.
« Crosstalk », 464.
CROVAS (Disco di), 4.
Cunicoli, 321.
Cunicolo sotterraneo, 300.
Curva dei pesi, 468.
— di guadagno di un amplificatore, 757.
Curve del LANGER, 244.
— dell'ERLANG, 244.
— di intelligibilità, 554.

D

Dati numerici relativi al calcolo delle campate, 502.
— numerici relativi al calcolo delle costanti primarie di una linea omogenea, 581.
Decibel, CVIII.
— (Conversione dei neper in), XLV.
— (Conversione in neper), XLV.
— (Definizione di), 32.

Decineper, CVIII.
Demodulatore (Triodo impiegato come), 816.
— di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 830.
— di un sistema a 3 canali singoli per la banda fino a 30 kHz, 386.
— di un sistema a 5 canali per la banda 50÷150 kHz, 839.
Demodulazione, 760, 815.
Derivazione a spina, 264.
Deterioramento delle reti (Cause di), 354.
Determinazione livelli, 888.
DEUTSCHMANN (Linea artificiale di), 712.
Diafonia, 456, CIV, CXVIII.
— da intermodulazione, 819.
— lineare, CIV.
— lontana, 461.
— in una sezione di amplificazione, 653.
— in una unità pupin, 633.
— per riflessione, 461.
— tra amplificatori, 757.
— tra due coppie adiacenti, 473.
— tra circuiti di una stessa bicoppia, 471.
— (Attenuazione di), 464.
— (Doppia), 463.
— (Misura della), 463.
— (Unità di), 464.
— vicina, 461.
Diafonometro, CXXIV.
Diagramma di livello, 725.
Diapason, 2.
Difetti del legname, 374.
Dinamometro cilindrico, 523.
— (Tesatura con), 508.
Diodo, 681.
Disco combinatore, 59.
— combinatore ad albero e camma, 60.
— combinatore a ruota dentata, 62.
Disinserzione, 171.
Dislivello, 498, CXVII.
Disperdenza, 579, 587.
Dispositivo a forchetta, 723.
— antilocale (negli apparecchi telefonici), 55.
— di chiamata di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 833.
— di segreto per le apparecchiature a 5 canali, 822.
Disposizione delle apparecchiature per la formazione di un collegamento a. f. con sorpasso di centrale intermedia, 838.
— dei filtri di sorpasso di una centrale intermedia per il sistema a 5 canali, 842.
— dei terminali per la formazione di un collegamento (1 + 1), 837.
Disposizione dei terminali per la formazione di un collegamento (2 + 1), 838.
— dei terminali per la formazione di un collegamento (5 + 1), 841.
— dei terminali per la formazione di un collegamento (5 + 3 + 1), 841.
Distanza tra i fili nelle linee aeree: circuiti interurbani, 422.
— tra i fili nelle linee aeree: circuiti urbani di breve lunghezza, 422.
Distorsione armonica (Attenuazione di), 601.
— di ampiezza o di 1ª specie, 598.
— di ampiezza introdotta da un amplificatore, 757.
— di ampiezza introdotta da un traslatore, 669.
— di attenuazione, CXIV, XCI.
— di fase, XCVI, CXIV.
— di fase o di 2ª specie, 599.
— di fase (Correzione della), 731.
— di non linearità, 600, CXV.
— di non linearità in un amplificatore, 758.
— nella trasmissione di un suono complesso, 28.
Distorsioni, CXIV.
Distributore (o Cassetta di distribuzione), 300, 315.
Distribuzione (Armadi di), 296, 300.
Distribuzione in cavo, 300.
— mista, 300.
Doppia diafonia, 463.
Doppino, 300.
— o coppia, 557.
Drenaggio bilanciato, 360.
— elettrico, 358.
Due fili (Amplificatore a), 702, 716.
— fili (Circuiti a), 719.
Duplex (Cassetta), 269.
Durame dei pali di legno, 373.
Durata di conversazione, 240.
— di occupazione, 240.
— media in opera dei pali in legno, 379 e segg.

E

Eco, CXIII.
— (Fenomeni d'), 727.
— — (Soppressori d'), 730.
EDISON, 17.
Effetto compensatore della guaina dei cavi, 468.
— di parallelo in una catena di filtri, 829.

Efficacia assoluta di un sistema emittente o ricevente, CXIX.
— relativa di un sistema emittente E' rispetto ad un altro sistema emittente E, CXX.
— dei ricevitori e dei microfoni, 30.
Eguagliatore di attenuazione, 599, 697.
Elasticità dei corpi, 1.
Elettrodo di terra, 443.
Elettrolisi (Misure di), 356.
Elettrolitiche (Corrosioni), 354.
Elettroni, 680.
Elica continua (Rotazioni ad), 469.
Emissione secondaria, 686.
— specifica, 680.
— termoelettronica, 680.
Equalizzatore, 599, 697.
Equalizzatori a impedenza costante, 701.
— di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 826.
Equazione del triodo, 686.
Equazioni generali della propagazione, 601.
Equilibramento (Attenuazione di), 715.
— (Linee artificiali di), 708.
Equivalente, 573, CXI.
— di un amplificatore, 693.
— di riferimento, 888.
— di trasmissione, 613.
— di trasmissione (di un microfono, di un ricevitore), 33.
— di trasmissione (Frequenza pilota per la regolazione dell'), 820.
— (Misura di), 755.
— relativo, CXII.
Equivalenti di innesco del fischio, 721.
— (ripartizione), 878.
— di riferimento, LXXXIX, CXXI.
Equivalenza fra quadripoli, 564.
ERLANG (Curve di), 244.
Erogazione massima di un amplificatore sul carico, 688.
Esecuzione dei lavori di costruzione di una linea aerea, 521.
— di una presa di terra, 443.
Esercizio rete telefonica italiana, 869.
Esponente coniugato di trasduzione, CX.
— di trasduzione della cellula a traliccio, 764.
— di trasduzione (su immagini), CIX.
— di trasduzione di un quadripolo simmetrico, 571.
— di trasduzione iterativo, 570.
— di trasduzione su immagine, 569.
— iterativo di propagazione, CX.
Esponenti di trasduzione o di propagazione, CIX.
Espressione dello scarto di diafonia in funzione dell'attenuazione di diafonia, CXIX.

F

Fabbricazione dei pali di cemento armato, 382.
Facoltà risolutiva dell'orecchio, 11.
Fascia impregnante con sali di Wolman, 380.
Fasciature protettive (per pali in legno), 379.
Fascio imperfetto, 248.
— perfetto, 244.
Fase (Compensatori di), 732.
— (Correttori di), 600, 732.
— (Correzione della distorsione di), 731.
— (Costante di), 592.
— (Distorsione di), 599.
— (Velocità di propagazione della), 595.
Fattore di amplificazione di un triodo, 685.
— di bontà di una bobina, 794.
— di merito di una bobina, 794.
— di modulazione di un microfono, 26.
« Feeders » negativi, 357.
F. e. m. di rumore, 468.
Fenditure del legno, 374.
Ferri ad occhiello, 338.
— U. D. S. per traverse, 414.
Ferro reggipalo a muro, 531.
Filtri a catena, 773.
— a scala, 775.
— a scala a K costante (Calcolo dei), 777.
— a scala composti, 789.
— a scala tipici (Calcolo dei), 777.
— di banda di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 829.
— di banda di un istema a 3 canali singoli per la banda fino a 30 kHz, 835.
— di linea di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 826.
— di linea dei sistemi a 5 canali singoli per la banda $50 \div 150$ kHz, 841.
— direzionali di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 826.
— elettrici (Generalità sui), 760.
— elettrici (Teoria dei), 762.
— iterativi, 773.
Filtro a catena con cellule a traliccio, 773.
— a scala composto (Calcolo di un), 799.
— a scala con cellule a T, 775.
— a scala con cellule a π, 775.
— a scala (Verifica delle proprietà filtranti di una cellula di), 792.

Filtro (Caratteristica attenuazione frequenza di un), 761.
— compensatore di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 829.
— di forma canonica, 763.
— direzionale (Scopo del), 825.
— di sorpasso, 799, 842.
— eliminatore di banda, 761.
— passa alto, 761.
— passa banda, 761.
— passa basso, 761.
Filamento, 681.
— a riscaldamento diretto, 681.
— a riscaldamento indiretto, 681.
Fili di acciaio zincato, 363.
— di bronzo, 361.
— di linea (o fili *a*, *b*), 99.
— in Aldrey (Precauzioni per la tesatura dei), 541.
— in lega di alluminio, 363.
Filo di prova (o filo *c*), 99.
— hacketal, 367.
— pilota, 727.
Filtraggio della corrente di alimentazione, 127.
Fissaggio dei conduttori, 541.
— elastico dei fili agli isolatori, 544.
Fischio dell'amplificatore, 718.
Fondazioni (Stabilità delle), 514.
FLETCHER, 13.
Fonazione (Processo della), 9.
Forcella di commutazione, 44.
Forchetta (Dispositivo a), 723.
Forchette, 734.
Forma canonica (Cellula di), 763.
Fornello a carbone, 523.
FOSTER (Teorema di), 769.
FOUCAULT (Correnti di), 581.
Freccia, 498.
Frequenza di antirisonanza per il ramo in derivazione di un filtro P. BD. a *K* costante, 786.
— di assorbimento di un circuito incrociato in piano, 495.
— di risonanza del traslatore, 678.
— di risonanza per il ramo in serie di un
— di taglio, 620, 626.
— di taglio di una linea pupinizzata, 626.
— di un suono sinusoidale, 5.
— filtro P. BD. a *K* costante, 786.
— frontiera, 761.
— pilota per la regolazione dell'equivalente di trasmissione, 820.
— portante, 810.
Frequenza portante attenuata (Sistema a), 820.
— portante soppressa (Sistema a), 820.
— vettrice, 810.
Frequenze della voce, 10.
— effettivamente trasmesse (Definizione della banda delle), 697.
— effettivamente trasmesse (Larghezza della banda delle), 724.
— e lunghezze d'onda, L-LI.
— interessanti la trasmissione, 554.
— nei sistemi a 3 canali per la banda fino a 30 kHz (Diagramma delle), 819.
— nei sistemi a canali singoli per la banda fino a 30 kHz (Diagramma delle), 821.
— nei sistemi a 5 canali per la banda 50÷150 kHz (Diagramma delle), 823.
— vocali, LII.
Friggimento dei microfoni, 35.
Funzione attenuazione (F. A.) del filtro di forma canonica, 765.
— impedenza iterativa (F. I.) del filtro di forma canonica, 765.
Funzioni caratteristiche del filtro di forma canonica, 765.
— caratteristiche di un filtro di forma canonica (Relazione tra proprietà filtranti e), 767.
— iperboliche di un angolo, XXXVIII-XLI.
Frontiera (Frequenza), 761.
Fusibili, 428, 734.

G

Ganci a pipa per isolatori, 410.
— da paline, 384.
— da palo per isolatori, 540.
— doppi per isolatori, 410.
— per isolatori, 406.
— reggicavo, 337.
— reggifune, 338.
— reggifune a vite, 341.
— reggifune passanti, 341.
Gancio commutatore, 43.
Generatore magneto-elettrico, 40.
Ghiaccio (Manicotto di), 505.
Girello (dei pali di legno), 374.
Giunti a manicotto, 546.
— bilanciati, 347.
— con derivazioni, 347.
— con derivazioni (Esecuzione dei), 352.
— con morsetti, 546.
— diretti, 347.
— diretti (Esecuzione dei), 347.

Giunti graduati, 360.
— in muffola, 300.
— isolanti, 358.
— normali, 347.
— trafilati, 544.
Giunto *A*, 640.
— a farfalla, 544.
— a manicotto compresso, 546.
— a manicotto ritorto, 546.
— a sovrapposizione e fasciatura o Britannia, 544.
— a tacche, 546.
— a tortiglione, 544.
— *B*, 640.
— Britannia, 544.
— *C* o giunto selettivo, 641.
— rinforzato, 544.
— selettivo o giunto *C*, 641.
— « Union », 544.
Giunzione a fili diritti, 652.
— dei cavi (Avvertenze per la), 353.
— dei cavi interurbani, 640.
— dei conduttori, 544.
— incrociata, 647.
— (Requisiti delle opere di), 347.
Grado di selezione, 166.
— di selezione nei sistemi Ericsson e Standard, 192.
— di selezione nel sistema Siemens, 166.
Graffette, 342.
Griglia, 683.
— (Corrente di), 684.
— schermante (Tetrodo a), 686.
Gruppo di comando (del registro), 203.
— imperfetto, 248.
— perfetto, 244.
— registrante (del registro), 201.
Guadagno (Curva di — di un amplificatore), 757.
— (Definizione del), 691.
— (Misure di), 755.
— (Regolazione automatica del), 727.
— (Regolazione del), 694.
— (Regolazione del — di un amplificatore), 757.
Guasti di rete, 354.
— (Localizzazione dei), 752.
— (Riparazione dei), 551.
Guida d'onda, 657.

H

Hacketal, 366.
HAYES (Ponte di alimentazione di), 102.
HEAVISIDE (Condizione di), 607.
HOYT (Linea artificiale di), 712.
HUGHES, 17.

I

Imbarcamento del legno, 374.
Imbocchi, 427.
Imbocco (Isolatore di), 427.
Immagine della propagazione del suono nell'aria (Disco Crovas), 4.
Impedenza caratteristica del quadripolo simmetrico, 571.
— caratteristica, CIX.
— caratteristica della cellula a traliccio, 764.
— di entrata di un quadripolo, 563.
— di trasduzione, CIX.
— di un filtro P. A. a *K* costante (Curva di), 783.
— di un filtro P. B. a *K* costante (Curva di), 780.
— di una cellula *m*-derivata per diversi valori di *m* (Curva di), 792.
— caratteristica di una linea omogenea, 589, 596.
— caratteristica di una linea pupinizzata, 625, 626.
— d'uscita di un quadripolo, 563.
— (Irregolarità di), 727.
Impedenze, CIX.
— coniugate, CIX.
— dei circuiti interurbani ed internazionali, XCVII.
— immagini, 566, CIX.
— iterative, 567, CIX.
— ridotte di un filtro, 764.
Impianti a centralino, 279.
— accessori di centrale, 120-127.
— intercomunicanti a doppio filo, 277.
— intercomunicanti a linea interna comune, 275.
— intercomunicanti a semplice filo, 277.
— intercomunicanti Reipos, 279.
— intercomunicanti Siemens-Reiha, 279.
— interni (cavi tessili), LXXV.
— interni normali, 263.
— interni speciali, 263.
Incroci (Metodo degli), 469.
Incrocio di 180° su palo, 479.
Indicatore di chiamata, 79.
— di fine, 86.
— pilota di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 833.

Indicazione di diversi apparecchi di misure di trasmissione, CXXIV.
Induttanza, 579, 583.
— (Curva di reattanza di una), 794.
— di una bobina pupin, 632.
Induzione elettromagnetica, 467.
— elettrostatica, 466.
— tra linee telefoniche e linee d'energia, 465.
— tra circuiti, 456.
Infissione dei pali, 523.
Innesco del fischio (Equivalenti di), 718.
— dell'amplificatore, 718.
— di oscillazioni negli amplificatori a 2 fili, 757.
Intasamento dei microfoni, 35.
Intelligibilità, 554, CXXII.
— (Curve di), 554.
Intensità energetica di un suono, 6.
Intercomunicante Fatme 1 + 1, 271.
— Stet 1 + 1, 272.
Interferenza 465.
Intermodulazione, 827.
— (Diafonia da), 819.
— (Distorsione da), 819.
Ipsogramma, 725.
Ipsometro, 725, CXXIV.
Irregolarità d'impedenza, 727.
— di impedenza (Localizzazione delle), 728.
Isolamento di una unità pupin, 633.
— (Prove di), 751.
Isolatori a doppia gola, 373.
— (Collaudo degli), 368.
— (Corda catramata per montaggio di), 541.
— di imbocco, 370, 427.
— di linea, 370.
— di sezionamento, 549.
— (Ganci da palo per), 540.
— (Perni per), 540.
— (Requisiti degli), 367.
— sezionatori di linea, 373.
— speciali, 370.
— speciali a sospensione, 373.
— tipo 1, tipo 2, tipo 2½, tipo 3, tipo oo, 370.
Isteresi, 582.

J

Jack o presa, 79.

K

K costante (Filtri a scala a), 777.
Kerdometro, CXXIV.
Krarupizzazione, 615.
KUPFMÜLLER (Linea artificiale di), 713.
KYAN (Sistema — di impregnazione del legno ad immersione), 380.
Kyanizzazione, 380.

L

LANGER (Curve di), 244.
Lampada pilota, 98.
Lampade di chiamata, 95.
Larghezza della banda delle frequenze effettivamente trasmesse, 724.
Lavori accessori sulle linee aeree, 549.
LECLANCHÈ (Pila), 45.
Legatura a losanga, 544.
— con balestra di rinforzo, 544.
— di ammarraggio, 541.
— normale, 541.
Legno riscaldato, 376.
— tarlato, 376.
Liberazione, 174.
Limitatore di tensione con lampade al neon, 830.
Linea a costanti distribuite, 580.
— area ben isolata, 607.
— artificiale, 33, 705.
— artificiale di DEUTSCHMANN per circuito pupinizzato, 711.
— artificiale di HOYT per circuito pupinizzato, 711.
— artificiale di KUPFMÜLLER per circuito pupinizzato, 713.
— artificiale per circuito aereo, 709.
— artificiale per circuito aereo completato da un tratto di cavo urbano, 711.
— con circuiti in piano, 491.
— con circuiti ruotati in quadrato, 487.
— di fuga (di un isolatore), 367.
— di vento e d'acqua (di un palo), 379.
— in cavo, 610.
— infinita, 587.
— interurbana, 295.
— non distorcente, 606.
— omogenea bifilare, 579.
— omogenea (Quadripolo equivalente a una), 587.
— terminata sull'impedenza caratteristica, 594.
Linearità di un quadripolo, 806.
Linee aeree (Attivazione di), 551.
— aeree (Casi di impiego di), 298.
— aeree (Collaudo di), 551.
— aeree (Costruzione di), 518-551.

Linee aeree (Esecuzione dei lavori per), 521.
— aeree (Impostazione del progetto di), 518.
— aeree (Manutenzione di), 551, 552.
— aeree (Manutenzione ordinaria di), 551.
— aeree (Manutenzione preventiva di), 552.
— aeree (Manutenzione straordinaria di), 552.
— aeree (Misure e prove preliminari sulle), 549.
— aeree (Organizzazione dei lavori per), 519.
— aeree (Picchettazione di), 520.
— aeree (Preventivo per), 519.
— aeree (Richiesta di permessi per la posa di appoggi e sostegni per), 521.
— aeree (Sopraluogo di massima per il progetto di), 518.
— aeree (Studio meccanico delle), 497-518.
— aeree (Tracciato esecutivo di), 519.
— aeree (Vigilanza lungo le), 552.
— artificiali di equilibramento, 708.
— d'abbonato, 319.
— d'abbonato miste, 321.
— d'abbonato sottopiombo, 319.
— fisiche, 606-612.
— intermediarie di servizio, 90.
— interurbane (Cenni sulla costituzione delle), 557.
— interurbane (Classificazione delle), 73.
— omogenee (Studio delle), 579-606.
Linguaggio, 9.
Livelli (Determinazione), 888.
— di trasmissione nei circuiti amplificati, 724.
— (Regolazione), 889.
Livello, CXVI.
— assoluto, CXVI.
— assoluto di potenza, di tensione o di corrente, 724.
— (Cassette di), 440.
— (Diagramma di), 725.
— di rumore, 468.
— (Misure di), 755.
— relativo, CXVI.
— relativo di potenza, di tensione o di corrente, 724.
Localizzazione dei guasti, 752.
— delle irregolarità d'impedenza, 728.
— di terra, LXXXV.
Logaritmi naturali da 0 a 1000, XXXV-XXXVIII.
Logatomi, 33, 554.
Losanga (Attacco a), 415.
— (Legatura a), 544.
Lunatura (del legno), 374.
Lunghezza d'onda (Costante di), 592.

M

Macchina cordatrice, 637.
— per la formazione delle bicoppie, 636.
— per l'isolamento e la binatura dei conduttori, 635.
Magnete di disinnesto, 148.
— di rotazione, 148.
— di sollevamento, 148.
Malattie del legno, 376.
Mal del rotolo (dei pali di legno), 374.
Manicotto di piombo per giunti, 348.
— di ghiaccio, 505.
Mantello protettore (per pali in legno), 379.
Manutenzione di linee aeree, 551, 552.
— (Misure di), 354.
— ordinaria delle linee aree, 551.
— preventiva delle linee aeree, 552.
— straordinaria delle linee aeree, 552.
m-derivate (Cellule terminali), 789.
Meccanismo per la trasmissione del movimento del selettore Standard, 211.
Mensole, 338, 385.
— (Fissaggio delle), 531.
— (Stabilità delle), 518.
Metodo degli incroci, 469.
— dell'attenuazione segreta, 33, 34.
— delle oscillazioni per la misura delle frecce, 508.
— delle rotazioni, 469.
— di MURRAY (per la localizzazione dei guasti), 753.
— di VARLEY (per la localizzazione dei guasti), 752.
— Standard Electric Co. di bilanciamento, 649.
— tedesco di bilanciamento, 652.
MEUCCI, 15.
Microfono a carbone (Tipi di), 21.
— (Analisi del funzionamento del), 26.
— Ericsson-Fatme, 23.
— (Fattore di modulazione di un), 26.
— Kellog, 22.
— Siemens-Olap, 23.
— Siti-Face, 22.
— « solid-back », 21.
— (Struttura elementare del), 17.
Microtelefoni (Tipi di), 44.
Misura degli sbilanci di capacità (Apparecchio per la), 641.
Misure di attenuazione, 550, 755.

Misure di continuità, 354.
— di diafonia, 463.
— di elettrolisi, 356.
— di equivalente, 755.
— di guadagno, 755.
— di isolamento, 354, 550.
— di livello, 755.
— di manutenzione, 354.
— di resistenza, 550,751.
— di trasmissione, 755.
— di trasmissione di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz (Pannello per le), 833.
— normali dei pali in legno, 377.
— preliminari di linea, 549.
— telefoniche relative, 31.
— telefonometriche, 31, 35.
Modulatore a ponte, 814.
— a triodo, 808.
— ad elementi rettificatori ad ossido, 814.
— ad elementi rettificatori ad ossido (Funzionamento schematico di un), 814.
— di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 830.
— di un sistema a 5 canali per la banda 50÷150 kHz, 839.
— equilibrato a triodi, 814.
Modulatori (Diversi tipi di), 813.
Modulazione, 759.
— (Bande laterali di), 811.
— dei canali in un sistema a 12 canali su cavi, 845.
— di ampiezza, 807.
— di ampiezza (Successive fasi della), 813.
— di gruppo di un sistema a 12 canali su cavi, 845.
— e battimenti (Confronto tra i due fenomeni di), 811.
— in due tempi nel sistema svedese a 8 canali per cavi non pupinizzati, 848.
— (Percento di), 813.
— (Principio della), 806.
— (Profondità di), 813.
Molla di contatto, 49.
— di corto circuito, 49.
Modulo per la selezione delle bicoppie nella giunzione, 646.
Monocordo per la trasferta interurbana, 119.
Montanti o colonne (del permutatore), 302.
— per mensole, 395.
— per trasverse, 412.
Morsetto di terra, 450.
— serrafilo per prese di terra, 450.
— serrafune per tiranti, 532.
Morsetto sezionatore di linea, 549.
— tendifilo, 523.
Moto alternato, 2.
— smorzato, 2.
— vibratorio, 2.
Multiplazione, 91.
— dei selettori di gruppo, 156.
— mista (Sistema «economico» o «graduale»), 256.
— progressiva, 252.
— progressiva ed a salti, 252.
— semplice, 249.
— (Sistemi di), 248.
Multiplo Ericsson (Campo), 196.
— in derivazione, 94.
— in serie, 93.
Mumetal, 616.
MUNSON, 13.
MURRAY (Metodo di — per la localizzazione dei guasti), 753.

N

Neper, CVIII.
— (Conversione dei decibel in), XLV.
— (Conversione in decibel), XLV.
— (Definizione di), 31.
— (Unità di misura), 594.
Nodi del legno, 376.
— farinosi, 376.
— morti, 376.
Non linearità (Coefficiente di), 601.
— linearità della caratteristica sfruttata per la modulazione, 807.
— linearità (Distorsione di), 600.
Normalizzazione in Europa delle intelaiature dei sistemi a correnti vettrici, XCVII.
Nota fondamentale di un suono, 7.
Numerazione delle coppie per la giunzione, 353.
— interdistrutturale, 896.

O

Occhi a muro, 338.
— di pernice (del legno), 376.
Occupazione di urbana, 271.
Onde longitudinali, 4.
— sonore, 3.
— sonore sferiche, 4.
— trasversali, 4.
Ora di massimo traffico (Ora di punta), 240.
Orecchio (Potere risolutivo dell'), 11.
— (Struttura dell'), 10.

Organi di chiamata (di un apparecchio telefonico), 40.
— di comando dei selettori Ericsson, 200.
— di comando dei selettori Standard, 215.
— di una centrale Ericsson (Calcolo degli), 259.
— di una centrale Siemens (Calcolo degli), 256.
Organizzazione dei lavori per una linea aerea, 519.
Oscillatore-amplificatore in ricezione di un sistema a 3 canali singoli per la banda fino a 30 kHz, 835.
— del T.M.S., 754.
— per la generazione della portante di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 831.
— pilota di un sistema a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 832.
Oscillazioni (Metodo delle — per la misura delle frecce), 508.

P

Pagliette, 137, 302.
Paletto di ferro, 523.
Pali (Determinazione del volume dei), 379.
— di cemento armato, 382.
— di cemento armato (Fabbricazione dei), 382.
— di ferro, 382.
— di legno, 373.
— girati, 376.
— in legno (Misure normali dei), 377.
— (Infissione dei), 523.
— naturali (Preparazione dei), 376.
— per le linee aree, LV.
— (Profondità di infissione dei), 524.
Paline, 384.
— (Fissaggio delle), 531.
Palo (Controllo della verticalità di un), 524.
Pannelli amplificatori, 738.
Parabola (Equazione della), 499.
Paradiafonia, 461.
— (Condizioni di annullamento della), 471.
Parafili per mensole e traverse, 414.
Parafulmine, 450.
Passafili, 541.
Passo di cordatura, 558.
— di pupinizzazione, 617, 627.
— di pupinizzazione *B*, 628.
— di pupinizzazione *H*, 628.
— di pupinizzazione *M*, 628.
Pastiglia (Scaricatori a), 431.
PATTERSON (Cavi), 305.
Pèntodo, 686.
Percorso di una comunicazione in una stazione amplificatrice di transito, 734.
— di una comunicazione in una stazione amplificatrice terminale, 734.
Perdita, 244.
Perditanza (Costante di), 639.
Periodo di un suono sinusoidale, 5.
Permalloy, 616.
Permeabilità effettiva, 632.
— relativa, 617.
Permessi (per posa di appoggi e sostegni), 521.
Permutatore, 300.
— (Funzioni del), 302.
— (Sezioni del), 300.
Perni per isolatori, 407, 540.
Perturbazioni, XCVII.
Pesi (Curva dei), 468.
Pettini bloccati o testine, 304.
— scoperti, 304.
Pezzatura di cavo (Prescrizioni relative a una), 638.
Piano di incroci tipo Stet, 483.
Piastre a T per armamenti in legno, 399.
Piastrine, 342.
Picchettazione di una linea, 520.
Piccone, 523.
Pilota (Filo), 727.
— per la regolazione dell'equivalente di trasmissione (Frequenza), 820.
Pinze, 523.
Pirex (Vetro), 367.
Placca, 681.
« Plunger » (Preselettore tipo a), 189.
Ponte (Cellula a), 763.
— di alimentazione HAYES, 102.
— di alimentazione STONE, 101.
Ponti radio per collegamenti telefonici, 862.
Porcellana (Caratteristiche della), 367.
Portata di un collegamento, 613.
Posa dei cavi interurbani, 640.
— su appoggi lontani, 341.
— su appoggi vicini, 341.
Potenza (Valvola di), 686.
Potenzialità (di un armadio), 311.
— (di un cavo), 298.
Potenziometro a gradini per la regolazione del guadagno, 695.
— per la regolazione del guadagno, 694.
Potere risolutivo dell'orecchio, 11.
Pozzetti di ispezione, 330.
Prenotazione diretta, 111.
— indiretta o centralizzata, 111.

Preparazione (Tavolo di), 111.
Prepagamento (Apparecchi a), 48.
Preparazione dei pali naturali, 376.
Prese di terra (Aste e tubi per), 450.
— di terra (di esercizio), 443.
— di terra (di protezione), 441.
— di terra (Morsetto serrafilo per), 450.
— locali, 92.
— multiple, 92.
— o jacks, 79.
Preselettore Siemens (Primo), 144.
— Siemens (Secondo), 146.
Preselezione duplice, 254.
— (Principio della), 154.
— (Seconda), 162.
Prescrizioni relative a una pezzatura di cavo, 638.
— relative a una sezione di amplificazione di cavo interurbano, 653.
— relative ai sistemi in a. f. a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 819.
— relative ai sistemi in a. f. a canali singoli per la banda fino a 30 kHz, 821.
— relative ai sistemi in a. f. a 5 canali per la banda 50÷150 kHz, 821.
— relative alle bobine pupin, 632.
— relative al punto di fischio dell'amplificatore, 719.
— per gli amplificatori, 755.
Pressione acustica (Unità di misura della), 30.
Preventivo (per una linea aerea), 519.
Prima chiamata, 172.
Principio di sovrapposizione, 560.
Profondità di infissione dei pali, 524.
Progettazione delle reti, 865.
Progetto di una linea aerea (Impostazione del), 518.
Propagazione (del suono nell'aria), 2.
— (Equazioni generali della), 601.
— (Leggi della), 587.
— (Tempo di), 600.
— (Velocità di), 595.
— (Velocità di — sulla linea pupinizzata), 627.
Proprietà filtranti di una cellula di filtro a scala (Verifica delle), 792.
— generali dei quadripoli, 559.
Protettori combinati, 434.
— C. V., 439.
— I., 441.
— per abbonato, 439.
— per linee interurbane aree, 440.
— per permutare, 439.
— V., 439.
Protezione superficiale dei pali in legno (Sistemi di), 379.
Protezioni, 300.
— (Scopo delle), 428.
— (Terminazioni e), 427-450.
Prova dell'occupato, 94.
— e blocco, 169.
Prove di conversazione, 354.
— di audizione, 549.
— di continuità dei conduttori, 751.
— di isolamento, 751.
— e misure preliminari di linea, 549.
Psofometrica (Tensione), 468.
Psofometro, 468, CXXIV.
Punto di fischio, CXIII.
— di fischio al crescere del numero degli amplificatori (Riduzione del), 720.
— di fischio dell'amplificatore, 718.
PUPIN (Unità), 632.
— (Valore della carica), 627.
Pupinizzazione, 618.
— a 3 bobine (Sistema di), 629.
— (Cenni pratici sulla), 628.
— della coppia radiofonica, 629.
— leggera, 629.
— (Passo di), 618, 627.
— semi-pesante, 629.
— (Sezione di), 620.
Putrefazione bianca (del legno), 376.
— rossa (del legno), 376.
« Push-pull » (Modulatore a triodi in), 814.

Q

Quadrato (Disposizione dei fili in), 422.
Quadripoli (Catena di), 573.
— (Costanti caratteristiche dei), 560.
— (Elementi sui), 559-579.
— equivalenti, 565.
— (Proprietà generali dei), 559.
Quadripolo attivo, 559.
— a T, 561.
— a T equivalente alla cellula di forma canonica, 773.
— a T equivalente a un quadripolo a π, 565.
— a π, 562.
— a π equivalente alla cellula di forma canonica, 773.
— a π equivalente a un quadripolo a T, 566.
— chiuso sulle impedenze immagini, 566, 568.
— chiuso sulle impedenze iterative ,567, 569.
— equivalente all'elemento di linea pupinizzata, 622.

Quadripolo equivalente al traslatore reale, 669.
— equivalente a una linea omogenea, 587.
— equivalente a una sezione di pupinizzazione, 620.
— filtrante, 761.
— lineare, 806.
— lineare passivo, 560.
— passivo, 559.
— simmetrico, 564.
Quadro di prova, 354.
Qualità dei microfoni e dei ricevitori, 29.
— della trasmissione telefonica (Miglioramento della), 724.
Quarzo (Filtri di banda a cristallo di), 846.
Quattro fili (Amplificatori a), 722.
— fili (Circuito a), 723.

R

Rapporti di potenza, di tensione e decibel, XLIV.
— di tensione, corrente o potenza e decibel o neper, XLVI.
Rapporto segnale-disturbo, CXIX.
Rarefazioni dell'aria nelle onde sonore, 3.
Reazione negativa (Amplificatore a), 828.
— dell'amplificatore a 2 fili (Circuito di), 717.
— tra due amplificatori contigui (Corrente di), 720.
Rebbi del diapson, 2.
Redance per funi, 540.
Reggipalo in acciaio-beton, 531.
— « Manini », 525.
— « Postis », 525.
— « Scac », 525.
— « Telve », 525.
— « Teti », 525.
Registrazione di un guasto, 354.
Registro Ericsson, 201.
— Standard, 217, 228.
— Standard a commutatori rotativi, 228.
— Standard a relè, 228.
Regola BRUNELLI per le rotazioni dei fili, 479.
— degli incroci per circuiti in piano, 492.
Regolatore di tensione a colonna di carbone, 126.
Regolazione automatica del guadagno, 727.
— automatica del livello in un sistema a 5 canali singoli per la banda 50÷150 kHz, 839.
— del guadagno di un amplificatore, 757.
— dell'equivalente di trasmissione (Frequenza pilota per la), 820.
Regolazione livelli, 889.
Regole di incrocio, 479.
Relazioni fondamentali relative alle funzioni iperboliche, XLI.
Relè (Caratteristiche di funzionamento dei), 138.
— (Cenni costruttivi sui), 95.
— di commutazione, 154.
— di impulsi e alimentazione, 152.
— di linea, 154.
— di occupazione, 152.
— di prova e blocco, 154.
— disgiuntore, 98.
— (Particolari costruttivi sui), 136.
— piatto, 136.
— pilota, 98.
— pronti al rilascio, 141.
— ritardati, 141.
— termico, 144.
— termoionico, 684.
— tondo, 135.
Rendimento commerciale degli impianti, 613.
— di un fascio perfetto, 243.
— orario, 243.
Resistenza addizionale di una unità pupin, 633.
— del rame per conduttori in cavo, 638.
— di isolamento di una pezzatura di cavo, 638.
— di isolamento di una sezione di amplificazione, 653.
— effettiva, 581.
— effettiva di una unità pupin, 633.
— interna di un triodo, 685.
— (Misure di), 751.
— ohmica, 579, 581.
Resistività elettrica, XLVII.
Rete elastica, 298.
— monocentrica, 233, 295.
— policentrica, 233, 296.
— principale, 296.
— rigida, 296.
— secondaria, 296.
— telefonica italiana, 869.
— urbana, 295, 857.
Ricerca automatica di amplificatore libero (Apparecchio Stipel per la), 749.
— delle coppie per la giunzione, 353.
— (Doppia), 164.
Ricevitori a capsula, 20.
— a guaina cilindrica, 19.
— telefoni (Analisi del funzionamento dei), 24.
— telefonici (Tipi di), 19.

Richiamata, 272.
Ricoprimento delle canalette, 336.
Riduzione della diafonia nelle linee aeree ordinarie, 469.
— della diafonia nelle linee aree portanti sistemi in a. f., 486.
— della qualità di trasmissione dovuta alla limitazione della banda di frequenze effettivamente trasmesse, CXXIV.
— del punto di fischio al crescere del numero degli amplificatori, 720.
Riflessione, 461.
— (Attenuazione di), 577, 668.
— (Coefficiente di), 577, 668.
— (Corrente di), 461.
— in una catena di quadripoli qualsiasi, 575.
Rigidità dielettrica di una unità pupin, 633.
« Ring-modulator », 814.
Riparazione dei guasti, 551.
Ripartitore, 123.
— dei cavi, 733.
— principale, 733.
Ripartizione equivalenti, 878.
Riscaldamento diretto (Filamento a), 681.
— indiretto (Filamento a), 681.
Risonanza di un circuito oscillante (Coefficiente di), 678.
— per un filtro E. BD. a K costante (Frequenza di), 789.
— per il ramo in serie di un filtro P. BD. a K costante (Frequenza di), 786.
Risposta all'urbana, 271.
— di triodo, 691.
Rivestimento dei conduttori di un cavo, 635.
Romental, 616.
Rotazione ad elica continua, 469.
— di 90° in campata, 479.
— folle, 172.
Rotore (del selettore Standard), 210.
Rumore (F.e.m. di), 468.
— di fondo dell'amplificatore, 829.
— di microfono, CXVII.
— di sala, CXVII.
— (Livello di), 468.
Rumori, 9, CXVII.
— di circuito, CVII, CXVII.
RÜPING (Sistema — di impregnazione del legno a vuoto e pressione), 381.

S

Saetta, 498.
— per mensole, 395.
— per traverse, 412.
Sala amplificatori, 733.
— amplificatori (Equipaggiamento della), 733.
— batterie, 733.
— macchine, 733.
Saldatore, 523.
Sali di Wolman (Fascia impregnante con), 380.
— fluoro-arsenicali, 380.
Satelliti, 235.
Saturazione (Corrente di), 682.
Sbilanci di capacità, 466.
— di capacità (Apparecchio per la misura degli), 641.
— di capacità in una pezzatura di cavo, 639.
— di resistenza in una sezione di amplificazione, 653.
Sbilancio di capacità reale-reale, 641.
— di capacità reale-terra, 645.
— di capacità virtuale-reale, 643.
— di capacità virtuale-terra, 645.
— di resistenza fra due conduttori di una coppia in cavo, 638.
Scaricatori a bassa pressione (o nel vuoto), 431.
— a carboni saldati, 431.
— ad intervallo d'aria, 429.
— al neon, 433.
— a pastiglia, 431.
Scarto di diafonia in un punto di un sistema di trasmissione perturbato da un solo sistema di trasmissione perturbatore, CXVIII.
Scelta tipi di lime, 888.
Schemi di armamento, 416.
Schermo di stagnola per coppie radio in cavo, 637.
Scomposizione di un'ammettenza in una rete di elementi a scala, 771.
— di un'ammettenza in somma di suscettanze, 770.
— di un'impedenza in una rete di elementi a scala, 771.
— di un'impedenza in somma di reattanze, 770.
Segnalazione, 171.
Segnale di centrale, 171.
— di libero, 172.
— di occupato, 172.
Segnali inviati a fine selezione, 172.
— inviati durante la selezione, 172.
— precedenti la selezione, 171.
Segreto per le apparecchiature a 5 canali (Dispositivo di), 822.

Selettore a coordinate, 855.
— a due movimenti, 148.
— a motore, 855.
— a semplice rotazione, 144.
— a sollevamento e rotazione, 133.
— di gruppo, 156, 197.
— Ericsson, 197.
— rotativo o passo-passo, 132.
— Standard (rotary), 211.
Selettori (Classificazione dei), 134.
Selezione comandata, 154.
— delle bicoppie nella giunzione (Criteri di), 647.
— delle bicoppie nella giunzione (Modulo per la), 646.
diretta all'indietro, 156.
— diretta in avanti, 156.
— libera, 154.
— libera od automatica, 167.
— numerica o comandata, 167.
Senzazione acustica, 10.
Separatori, 431.
Servizio celere, 113.
— differito, 111.
— interurbano, 72, 855.
— telefonico (Generalità sul), 854.
— urbano (manuale e automatico), 71.
S.E.T.A.C. (Campione di riferimento), 31.
S.E.T.E.M. (Campione di riferimento), 31.
Sezionatori di linea, 549.
Sezione del permutatore, 300.
— di amplificazione, 719.
— di amplificazione di cavo interurbano (Prescrizioni relative a una), 653.
— di bilanciamento, 640.
— di compensazione, 469.
S.F.E.R.T. (Sistema Fondamentale Europeo di Riferimento Telefonico), 31.
« Skin effect », 581.
Sillabe, 9.
Simboli usati negli schemi telofonici, XXVII-XXXIV.
Sistema automatico a chiamata perduta, 167.
— automatico Ericsson, 204-208.
— automatico Siemens-Strowger (Caratteristiche del), 135.
— automatico Siemens-Strowger (Osservazioni riassuntive sul), 166.
— automatico Siemens tipo A, 174-188.
— automatico Siemens tipo F, 188.
— automatico Standard 7 A, 208-231.
— automatico Standard 7 D (Cenni sul), 231.
— automatico Strowger-Autelco, 189.
— a 3 canali per la banda fino a 30 kHz, 818.
Sistema a 3 canali (Descrizione dei circuiti schematici di un), 823.
— a 3 canali singoli (Descrizione dei circuiti schematici di un), 834.
— a 5 canali per la banda 50÷150 kHz, 821.
— a 5 canali singoli per la banda 50÷150 kHz (Descrizione dei circuiti schematici di un), 838.
— a 12 canali su cavo (Descrizione schematica del terminale di un), 845.
— BOUCHERIE di impregnazione del legno a pressione, 381.
— « Cobra » di impregnazione del legno, 382.
— HYAN di impregnazione del legno ad immersione, 380.
— RÜPING di impregnazione del legno a vuoto di pressione, 381.
— di telefonia in a. f. detto a « 2 fili », 818.
— di telefonia in a. f. detto a « 4 fili », 818.
— Ericsson a 8 canali in a. f. su cavi, 656.
— Ericsson a 8 canali per cavi non pupinizzati (Descrizione schematica di un terminale), 848.
— « K » a 12 canali in a. f. su cavi, 656.
— « K » (americano) a 12 canali per cavi non pupinizzati, 844.
— « L » a 1 canale in a. f. su cavi pupinizzati, 655.
— « S » a 3 canali in a. f. su cavi pupinizzati, 655.
— sussidiario a 3 canali, fino a 30 kz, 819.
— sussidiario a 5 canali per la banda 50÷150 kHz, 822.
— « U » (tedesco) a 12 canali per cavi non pupinizzati, 845.
Sistemi a batteria centrale, 99-111.
— a batteria locale, 87-99.
— ad almeno 12 canali telefonici a corrente vettrice su una coppia di fili nudi aerei, C.
— automatici a base decimale, 162.
— automatici a chiamata differita o a ricerca continua, 171.
— automatici a comando indiretto (Caratteristiche dei), 191.
— automatici Ericsson e Standard (Grado di selezione nei), 192.
— di commutazione, 895.
— di telefonia multipla a correnti vettrici per linee in fili nudi aerei, XCVIII.
— di telefonia multipla a correnti vettrici su coppie coassiali in cavo, CVII.

Sistemi di telefonia multipla a 12 o 24 canali a correnti vettrici su coppie simmetriche non pupinizzate in cavo, CIV.
— di multiplazione, 248.
— di protezione superficiale dei pali in legno, 379.
— di sterilizzazione dei pali in legno, 380.
— di telefonia in a. f. (Generalità sui), 759.
— di telefonia in a. f. a portante attenuata, 820.
— di telefonia in a. f. a portante soppressa, 820.
— di telefonia in a. f. per linee aeree (Caratteristiche di trasmissione dei), 818.
— di telefonia in a. f. per linee aree (Classificazione dei), 817.
— di telefonia in a. f. su cavi (Cenni sulle apparecchiature per), 844.
— moderni di commutazione, 855-857.
— recenti di commutazione, 855-857.
Soglia di udibilità e di dolore, 13.
Solfato di rame, 380.
« Solid-back » (Microfono), 21.
Sollecitazioni trasmesse dai conduttori al sostegno, 510.
Sonometro, CXXIV.
Sopraluogo di massima per il progetto di linee aree, 518.
Soppressori d'eco, 730.
Sordine per lunghe campate, 549.
Sorgente sonora puntiforme, 3.
Sorgenti sonore, 1.
Sorpasso (Filtro di), 799, 842.
— di centrale intermedia con un sistema a 5 canali, 842, 843.
— di centrale intermedia con una comunicazione in a. f., 838.
Sostegni di linea, 373.
— (Verifica della stabilità dei), 510.
Sottocentrali, 235.
Sovraccarichi sui conduttori (Calcolo dei), 505.
Sovraccarico di un amplificatore, 820.
Sovrapposizione (Principio di), 560.
Spettro acustico, 8.
Spina, 81.
— di chiamata, 87.
— di risposta, 87.
Spinta del vento sul sostegno, 510.
Squilibrio di capacità, 642.
— di induttanza in una unità pupin, 633.
— di resistenza in una unità pupin, 633.
Stabilità dei conduttori (Calcolo della), 497.
— dei contropali, 516.
Stabilità dei sostegni (Verifica della), 510.
— dei tiranti, 516.
— della trasmissione telefonica, XCIV.
— delle fondazioni (Verifica della), 514.
— delle mensole, 518.
— di un amplificatore, 757.
— di un circuito a 2 fili, 721.
— magnetica di una bobina pupin, 632.
— Margine di fischio, CXIV.
Staffe montapali, 523.
Staffone per palo, 531.
Stazione amplificatrice (Parti che compongono una), 732.
— di energia, 124.
Stazioni amplificatrici, 732-738.
— amplificatori principali, 850.
— amplificatrici secondarie (sorvegliate a distanza), 850.
Sterilizzazione dei pali in legno, 380.
STONE (Ponte di alimentazione), 101.
Strisce (del permutatore), 302.
« Stub », 632, 656.
Sublimato corrosivo, 380.
Suoneria polarizzata, 41.
— supplementare, 263.
Suoni semplici, 6.
Suono (Natura del), 1.
Supporto per tiranti da palo, 540.
Styroflex, 659.

T

Tabelle di conversione, XLIX.
— di tesatura, 506.
Taglia tirafili, 523.
Tagliarami a pertica, 523.
Taglio (Frequenza di), 620, 626.
Tanalit, 381.
Tariffazione (Differenti sistemi di), 75.
Tasselli per cassette, 335.
Tasto di ascolto, 84.
Tavola Standard, 87.
Tavolo di classificazione (interurbano), 112.
— di distribuzione (interurbano), 111.
— di prenotazione, 111.
— di raccolta (interurbano), 112.
— di sorveglianza, 120.
— esperimenti e prove, 121.
— intermediario, 113.
— interurbano a servizio differito, 115.
— multiplo, 91.
— prova, 733, 751.
Tegole di zinco per paline, 385.
Telaio dei traslatori, 733.

Telaio tipo B da centrale, 455.
Telalco, 363.
Telediafonia, 461.
Telefonia a correnti vettrici, XCVII.
— multipla in alta frequenza (Generalità) sulla), 759.
— ordinaria, LXXXIX.
Telefono (Struttura elementare del), 15.
Teleselezione, 856.
Tempi di propagazione, XCVI.
Tempo di propagazione, 600.
— di propagazione massimo, 730.
Tenditori, 341.
— per fune, 534.
Tensione (Amplificazione di), 688.
— psofometrica, 468, CXIX.
Tensioni longitudinali indotte, 466.
— trasversali indotte, 466.
Terminazione a ½ bobina di una linea pupinizzata, 630.
— a ½ sezione di una linea pupinizzata, 630.
Terminazioni e protezioni, 427-450.
Terne (Cavi a), 296.
Terra (Aste e tubi di), 450.
— (Elettrodo di), 443.
— (Esecuzione di una presa di), 443.
— (Localizzazione di), LXXXV-LXXXVI.
— (Morsetto di), 450.
— (Prese di), 450.
Terre superficiali, 450.
Tesafili, 541.
Tesata o campata, 300.
Tesatura dei conduttori, 541.
— (Tabelle di), 506.
Testarmadi, 311.
Testine o pettini bloccati, 304.
— o testarmadi, 311.
Tétrodo a griglia schermante, 686.
Timbro di un suono, 6.
Tipo impulsi, 902.
Tiranti a palo (Messa in opera dei), 532.
— per mensole, 396.
— (Stabilità dei), 516.
Tirfoni per traverse, 399.
T. M. S. (Apparecchio), 75.
Tracciato esecutivo di una linea area, 519.
Traffico telefonico (Definizione e misura del), 238.
Traguardo (Misura delle frecce mediante), 508.
Traliccio (Cellula a), 763.
— (Esponente di trasduzione del), 764.
— (Impedenza caratteristica del), 764.
« Trametes pini », 376.
Transconduttanza del triodo, 685.
Trasduzione (Costanti di), 666.
— (Esponente di — iterativo), 570.
— (Esponente di — su immagine), 569.
Trasferta, 272.
Traslatore (Distorsione di ampiezza introdotta da un), 672.
— (Distorsione di 1ª specie introdotta da un), 669.
— di chiamata Standard, 678.
— di entrata all'amplificatore, 672.
— di entrata all'amplificatore (Circuito equivalente al), 674.
— di entrata all'amplificatore (Norme costruttive del), 679.
— differenziale, 703.
— differenziale (Attenuazione di inserzione del), 707.
— differenziale (Attenuazione totale tra coppie di morsetti opposte del), 716.
— differenziale (Proprietà del), 703.
— differenziale simmetrico o bilanciato, 707.
— (Frequenza di risonanza del), 678.
— ideale di adattamento, 666.
— perfetto, 578.
— perfetto di adattamento, 665.
— reale di adattamento, 669.
— reale (Quadripolo a T equivalente ad un), 669.
Traslatori, 451.
— (Telaio dei), 733.
Trasmissione cavi Patterson urbani, LXXXIII.
— circuiti in cavo non pupinizzati, LXXXIV.
— circuiti pupinizzati, LXXVII-LXXXII.
— di onde complesse, CXXI.
— di onde sinusoidali in regime permanente, CXX.
— (Equivalente di), 613.
— (Frequenze interessanti la), 554.
— (Problemi della), 552.
— sulle linee e manutenzione, LXXXIX.
— telefonica, 860.
Trasposizione (Tipi fondamentali di), 492.
Trasposizioni, 479.
Traverse in ferro e in legno, 397.
— per pali a coppie, 405.
Tre bobine (Sistema di pupinizzazione a), 629.
Trecciole di permutazione, 302.
Triodo, 683.
— amplificatore in classe A, 687.
— (Caratteristica dinamica di un), 690.
— (Caratteristiche statiche del), 685.
— (Caratteristiche dinamiche del), 685.

Triodo (Conduttanza mutua o transconduttanza del), 685.
— (Costanti fondamentali del), 685.
— (Equazione del), 686.
— (Fattore di amplificazione del), 685.
— impiegato come demodulatore, 816.
— impiegato come modulatore, 809.
— (Resistenza interna del), 685.
Trivella a sgorbia, 523.
— di sondaggio per pali, 335.
Tubazione (Requisiti di una), 325.
Tubazioni a fori multipli, 324.
— a un solo foro, 322.
— a rulli (Pasini), 324.
— in cartone bitumato, 324.
— in cemento, 324.
— in eternit, 324.
— in grès, 324.
— Sacaf, 324.
Tubetto di carta per giunti, 348.
Tubi con più di tre elettrodi, 685.
— di terra, 450.
— elettronici (Proprietà dei), 680.

U

Unità di diafonia, 464.
— di pressione acustica, 30.
— di trasmissione, CVIII.
— pupin, 632.

V

Valore efficace di un suono sinusoidale, 5.
Valori della funzione e^{Θ}, XLII-XLIII.
Valvola di potenza o péntodo, 686.
— raddrizzatrice, 683.
Valvole fusibili, 428.
Vanghetto, 523.
VARLEY (Metodo di — per la localizzazione dei guasti), 752.
Velocità (Costante di), 592.
— di propagazione del suono nell'aria, 4.
— di propagazione della fase, 595.
— di propagazione di gruppo, 595.
— di propagazione su una linea pupinizzata, 627.
Vento (Sovraccarico dovuto al), 505.
— (Spinta del), 508.
Verifica delle tensioni e delle frecce di una campata, 180
Verticalità di un palo, 524.
Vertice della campata, 498.
Vetro Pirex, 367.
Vigilanza lungo linee aree, 552.
Virtuali (Circuiti), 451.
Vocali, 9.
Voltmetro limitatore, 126.
Volume, CXX.
— dei pali in legno, 379.

W

Wolman (Sali di), 380.

X

X (Cellule ad), 763.

Z

Zanca, 385.
Zona grigia (della caratteristica attenuazione frequenza di un filtro), 768.
— opaca (della caratteristica attenuazione frequenza di un filtro), 761.
— trasparente (della caratteristica attenuazione frequenza di un filtro), 761.
— trasparente per la cellula a T ed a π (Relazioni fra le impedenze nella), 775.
Zone formative nello spettro acustico di una vocale, 10.

Prezzo L. 5000